



Уральский
федеральный
университет

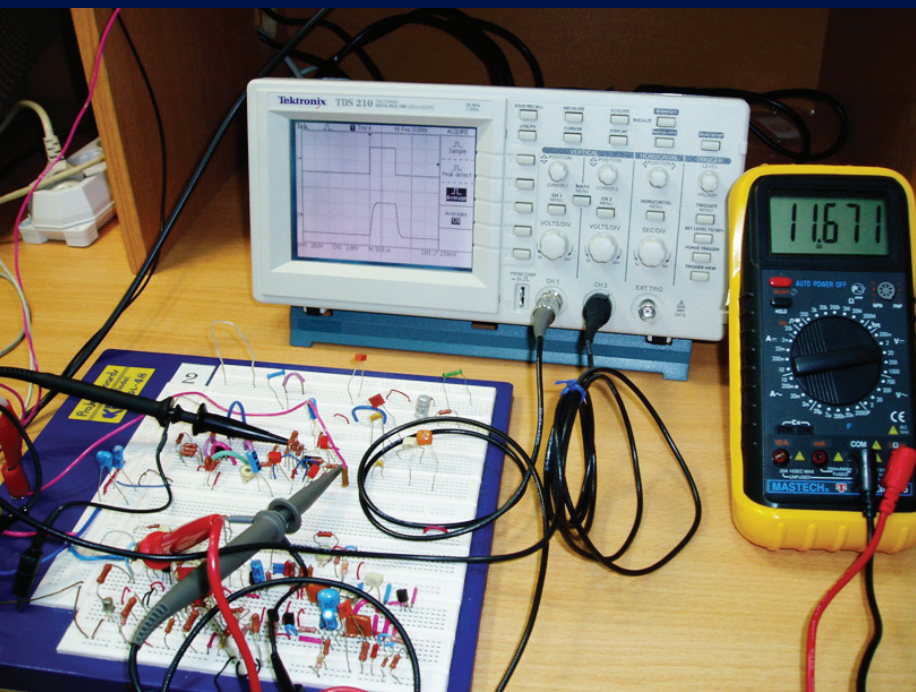
имени первого Президента
России Б.Н.Ельцина

Физико-
технологический
институт

Н. Ф. ШКОЛА

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ

Лабораторный практикум



Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации
Уральский федеральный университет имени первого Президента
России Б. Н. Ельцина

Н. Ф. Школа

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ

Лабораторный практикум

Рекомендовано методическим советом
Уральского федерального университета
для студентов вуза, обучающихся
по направлениям подготовки
12.03.04 — Биотехнические системы и технологии;
14.03.02 — Ядерная физика и технологии;
14.05.04 — Электроника и автоматика физических установок

Екатеринбург
Издательство Уральского университета
2020

УДК 621.3.049.77(076.5)

ББК 32.852я7

Ш66

Рецензенты:

д-р физ.-мат. наук *Г. И. Пилипенко* (Уральский институт связи и информатики (филиал СибГУТИ);

замгенерального директора по РЗиА *С. Л. Олин* (инженерная компания «ООО ПРОСОФТ-СИСТЕМЫ»)

Научный редактор — д-р физ.-мат. наук, проф. *И. Н. Огородников*

Школа, Н. Ф.

Ш66 Схемотехника аналоговых устройств : лабораторный практикум / Н. Ф. Школа ; Мин-во науки и высш. образования РФ. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2020. — 192 с.

ISBN 978-5-7996-3092-8

Лабораторный практикум предназначен для закрепления теоретических знаний и формирования у обучающихся компетенций по анализу и синтезу схем аналоговых электронных устройств и приборов экспериментальной физики, изучения методов измерения их основных показателей и развития навыков практической работы с современными измерительными приборами. В предлагаемом практикуме изучение схем осуществляется с помощью методов расчета схем по формулам, компьютерного моделирования и их натурного макетирования.

Библиогр.: 39 назв. Рис. 75. Табл. 9.

УДК 621.3.049.77(076.5)

ББК 32.852я7

ISBN 978-5-7996-3092-8

© Уральский федеральный
университет, 2020

Предисловие

Цель практикума — формирование у обучающихся общепрофессиональных и профессиональных компетенций в области аналоговой электроники при решении задач анализа электронных усилительных и преобразовательных схем различной сложности, создания электрических и математических моделей схем и их расчета, синтеза схемных решений с применением современных схемотехнических САПР, освоения методик измерения основных показателей устройств с применением современных измерительных приборов.

Лабораторный практикум состоит из 8 связанных между собой методически и схемотехнически работ.

Лабораторная работа № 1 посвящена изучению возможностей моделирования схем в среде схемотехнической САПР Micro-Cap на примере дифференциального двухкаскадного усилителя. В работе исследуются характеристики схемы, характеристики и параметры моделей отдельных компонентов и влияние их производственного разброса на параметры схемы. Исследуются нагрузочные характеристики делителя напряжения, часто используемого в схемотехнике аналоговых устройств для задания опорных потенциалов.

Лабораторная работа № 2 знакомит с составом современных измерительных средств исследования электронных схем на примере цифрового запоминающего осциллографа TDS2002, генератора импульсов произвольной формы AGF3021, цифрового мультиметра MY65, источников питания, с методами работы с ними, методами измерения основных показателей исследуемых схем.

В лабораторной работе № 3 исследуются характеристики основных частотно-зависимых RC- и RLC- цепей, являющихся моделями поведения аналоговых схем в различных областях частот и времени при импульсном воздействии; изучаются методы частотной компенсации; методы измерения основных параметров.

В работе № 4 изучается статический режим однокаскадного усилителя ОЭ на биполярном транзисторе, схемные методы его стабилизации. Исследуется зависимость положения исходной рабочей точки активного элемента при номинальном значении параметра и его производственном разбросе на примере коэффициента усиления тока базы транзистора.

В работе № 5 исследуются динамические свойства однокаскадного усилителя ОЭ на биполярном транзисторе, влияние отрицательной обратной связи на характеристики каскада. Изучается методика ВЧ-коррекции каскада ОЭ малой эмиттерной емкостью.

В работе № 6 исследуются характеристики основных усилительных схем на интегральных ОУ, схемные методы частотной коррекции и компенсации влияния емкостей на устойчивость операционных схем.

В работе № 7 исследуются операционные схемы с частотно-зависимыми обратными связями 1-го и 2-го порядка. Рассмотрена схема Саллена — Кея фильтра 2-го порядка и схема спектрометрического фильтра CR-2RC на основе фильтра Бесселя.

В работе № 8 изучается схемная реализация и характеристики активных фильтров различных типов и порядков. Моделируются схемы в режиме автогенератора.

Все исследуемые в лабораторном практикуме схемы моделируются в пакете Micro-Cap по готовым файлам и собираются на макетной плате в целях их экспериментального исследования.

Изучение схем может ограничиваться лишь теоретико-модельными этапами в соответствии с домашними заданиями и вопросами к каждой лабораторной работе, а для более глубокого усвоения может дополняться соответствующими макетными лабораторными экспериментами в соответствии с рабочими заданиями.

По результатам проведенных исследований оформляется отчет по приведенным требованиям. Отчеты составляют студенты индивидуально, сдают на проверку перед выполнением очередной лабораторной работы, а на последнем занятии лабораторного практикума обучаемые их защищают.

1. Система схемотехнического проектирования Micro-Cap6 и ее возможности по анализу электронных схем

Цель работы — ознакомиться с программой установки системы, интерфейсом программы и ее основными возможностями; выполнить анализ свойств разработанных схем и их элементов, создать принципиальные схемы и выполнить их анализ; освоить вывод результатов анализа; приобрести навыки по работе с виртуальными компонентами и простейшими схемами на их основе.

1.1. Общие сведения о системе Micro-Cap

Изучение схемотехнического моделирования электронных устройств рекомендуется начать с освоения одной из программ семейства *Micro-Cap* (*MicrocomputerCircuitAnalysisProgram*) фирмы *SpectrumSoftware*.

Рассмотрим этапы развития программы *Micro-Cap*.

CircuitDesigner (авг. 1981) — созданы текстовый редактор и программа моделирования;

Micro-CapI (сент. 1982) — разработан графический ввод, динамическое отображение графиков;

Micro-CapII (нояб. 1984) — создана на языке Бэйсик программа с ограничением максимального размера схемы 50–150 узлов;

Micro-CapIII (дек. 1988) — разработан на язык Си удобный графический редактор, но точность моделирования низка;

Micro-CapIV (февр. 1992) — разработаны вычислительные алгоритмы SPICE 2G.6, получена полная совместимость с пакетом программ *PSpice* по принятым моделям компонентов, допустимый объем анализируемых схем составил 10 000 узлов;

Micro-CapV версия 1 (авг. 1995) — программа переведена на платформу Windows, обеспечена поддержка кириллицы, выполнено совместное моделирование аналого-цифровых устройств, обеспечена полная совместимость с пакетом программ *PSpice*;

Micro-CapV версия 2 (авг. 1997) — программа обеспечила развитый многовариантный анализ;

Micro-Cap6 (дек. 1999) — программа дополнена редактором плат и дизайнером фильтров;

Micro-Cap7 (2001) — разработана сетевая версия программы *Micro-Cap*;

Micro-Cap8 (июль 2004) — расширены библиотеки компонентов, расширены возможности меню и окон программы *Micro-Cap*;

Micro-Cap9 (янв. 2007), *Micro-Cap10* — используют более совершенные модели компонентов и алгоритмы расчетов;

Micro-Cap11 (дек. 2013) — обеспечена разрядность 32bit и 64bit, изображения всех элементов соответствуют нормам ЕСКД; добавлены библиотеки, исправлен ряд ошибок.

Micro-Cap12 (июль 2018) — выпущена ознакомительная версия.

По своим функциональным возможностям *Micro-Cap* находится между профессиональной программой моделирования аналого-цифровых устройств *PspiceA/D*, входящей в состав пакета *DesidnLab 8.0*, и более дешевым базовым вариантом с ограниченными возможностями *PspiceA/DBasics+* (табл. 1.1). Основное ее отличие от *DesignLab* — работа под управлением одной управляющей оболочки, в которой при смене режима лишь частично изменяется состав меню команд. В системе *DesignLab*, при смене режима, один экран полностью заменяется другим, выполненным иначе, что затрудняет ее освоение начинающими пользователями.

Таблица 1.1

Наличие характеристик программ моделирования

Характеристика	Pspice A/D	Pspice A/D Basics+	Micro-Cap5	Micro-Cap6
Графический ввод схем	Да	Да	Да	Да
Интерфейс с программами разработки печатных плат	Да	Да	Нет	Да
Расчет режимов DC, AC, Transient	Да	Да	Да	Да
Расчет шумов, спектров, вариация температуры	Да	Да	Да	Да

Окончание табл. 1.1

Характеристика	Pspice A/D	Pspice A/D Basics+	Micro-Cap5	Micro-Cap6
Статистический анализ по методу Монте-Карло и расчет наихудшего случая	Да	Нет	Да	Да
Применение функциональных зависимых источников	Да	Да	Да	Да
Учет задержек распространения сигналов в цифровых компонентах	Да	Нет	Да	Да
Наличие программы идентификации параметров моделей	Да	Нет	Да	Да
Наличие модуля параметрической оптимизации	Да	Нет	Да	Да
Расчет целостности сигналов	Да	Нет	Нет	Нет

1.1.1. Основные возможности системы Micro-Cap6

Система *Micro-Cap6* включает в себя:

- многостраничный графический редактор принципиальных схем, поддерживающий иерархические структуры;
- интерактивный имитатор, не требующий загрузки дополнительных программ;
- интегрированный разработчик активных и пассивных фильтров;
- интерфейс, обеспечивающий передачу задания для последующей разработки печатных плат;
- совместимое цифровое моделирование;
- большую библиотеку компонентов, состоящую из наиболее популярных цифровых интегральных схем дискретной логики и ПЛИС и аналоговых компонентов типа диодов, биполярных, полевых и МОП-транзисторов, магнитных сердечников, линий передачи с потерями, макромоделей операционных усилителей, кварцевых резонаторов, датчиков Холла и т. п. Все эти модели написаны в стандартном формате *SPICE* и могут быть использованы программами моделирования *MicroSim*, *IntoSoft* и др.; макромодели компонентов могут быть представлены в виде принципиальных электрических схем или в текстовом виде;
- функциональное моделирование аналоговых и цифровых компонентов, возможность описания цифровых компонентов с помо-

щью логических выражений. В сочетании с библиотекой графических символов типовых операций это позволяет моделировать динамические системы, заданные не только принципиальными, но и функциональными схемами;

- вывод графиков результатов в процессе моделирования или после его окончания по выбору пользователя;
- мощные средства обработки графиков;
- многомерное варьирование параметров;
- трехмерную графику представления результатов моделирования;
- статистический анализ по методу Монте-Карло;
- динамическое представление на схеме узловых потенциалов, токов ветвей, рассеиваемых мощностей и состояний p - n переходов активных элементов;
- анимационные устройства (семисегментный дисплей, светодиоды, переключатели);
- специальную программу MODEL для расчета параметров математических моделей по справочным или экспериментальным данным;
- сетевую версию для выполнения совместных проектов;
- встроенные средства помощи; при наличии ошибок информация о них мгновенно появляется на экране;
- электронную документацию и контекстно ориентированные средства помощи.

Для системы *Micro-Cap* имеется ознакомительная версия, которая предназначена для моделирования схем, содержащих не более 50 компонентов или 100 связей; в ней отсутствует программа MODEL. Эта версия распространяется бесплатно и рекомендуется для учебных целей.

Следующие наиболее интересные системы схемотехнического моделирования также представлены своими демоверсиями:

- DesignLab 8.0 (80dlabe.exe, 15.7 Mb);
- Pspice 9.1 (91pspstu, 27.2 Mb);
- DrSpice 2000 (drdemo82.exe, 10.0 Mb);
- Electronics Workbench 5.0 (ewbdemo.exe, 4.42 Mb);
- Electronics Workbench 6.0 (msmdemo.exe, 28.6 Mb).

Подробное описание системы приведено в литературе [1–4].

1.1.2. Установка системы

Система *Micro-Cap* состоит из двух программ:

- MC6 — основная программа;
- MODEL — программа идентификации параметров математических моделей компонентов по паспортным данным.

Ознакомительная версия системы распространяется бесплатно в виде архивного файла DEMO.ZIP размером 1.73 Mb и устанавливается обычным образом из среды Windows с указанием имени диска.

После установки в каталоге MC6 располагаются следующие файлы:

MCAP.DAT — файл конфигурации программы MC6;

MC6.EXE (MC5DEMO.EXE) — программа MC6;

MC6.HLP — встроенная помощь;

COMP.MC6 — библиотека описаний компонентов;

MODEL.DAT — файл конфигурации программы;

MODEL.EXE — программа;

MODEL.HLP — встроенная помощь;

STANDARD.CMP — библиотека компонентов;

STANDARD.SHP — библиотека условных графических обозначений (символов) компонентов (могут быть выполнены по ЕСКД);

STANDARD.PKG- библиотека упаковки компонентов.

В подкаталог MC6\DATA заносят файлы схем, библиотек математических моделей компонентов и результатов их моделирования. Приняты следующие соглашения о расширениях имен файлов:

.AMC	Текстовый файл статистической обработки расчетов частотных характеристик при разбросе параметров по методу Монте-Карло
.ANO	Текстовый файл результатов расчетов частотных характеристик, отмеченных в меню <i>AC analysis Limits</i>
.ASA	Бинарный файл результатов расчетов частотных характеристик
.CIR	Файл описания схем в формате MC6
.CKT	Файл описания схем и задания на моделирование в формате SPICE
.DMC	Текстовый файл статистической обработки расчетов передаточных функций по постоянному току при разбросе параметров по методу Монте-Карло
.DNO	Текстовый файл результатов расчета передаточных характеристик по постоянному току, отмеченных в меню <i>DC analysis Limits</i>
.DSA	Бинарный файл результатов расчетов передаточных характеристик

.LIB	Текстовые файлы библиотек математических моделей компонентов в формате SPICE; просматривается и редактируется программой MC6 и любым текстовым редактором
.LBR	Сокращенные бинарные файлы библиотек математических моделей компонентов, созданных программой MODEL; просматривается и редактируется программой MC6
.INX	Индексный файл библиотек математических моделей компонентов
.JED	Файл программирования логических матриц в формате JEDEC
.MOD	Текстовые файлы математических моделей отдельных компонентов в формате SPICE
.MDL	Полные бинарные файлы библиотек математических моделей компонентов, созданных программой MODEL, с сохранением экспериментальных данных
.STM	Текстовые файлы цифровых сигналов
.SVV	Текстовые файлы значений переменных состояний, создаваемых редактором <i>StateAnalysisEditor</i>
.TNO	Текстовый файл результатов расчета переходных процессов, отмеченных в меню <i>Transient analysis Limits</i>
TMC	Текстовый файл статистической обработки расчетов переходных процессов при разбросе параметров по методу Монте-Карло
TSA	Бинарный файл результатов расчетов переходных процессов
USR	Текстовые файлы дискретных выборок сигналов

Программа MC6 использует единственную переменную среды DOS, предназначенную для указания пути к каталогам, где находятся файлы данных и библиотек, — переменную MC6DATA. Для этого в файл AUTOEXEC. BAT включают строку, например:

```
SETMC6DATA=C:\MC6DEMO\DATA; C:\MC6\DATA
```

Конфигурация программы MC6 задается в файле MC6.DAT, а программы MODEL- в файле MODEL. DAT. При загрузке файла программа MC6 ищет его сначала в каталоге, указанном в файле конфигурации MC6.DAT, а затем в каталогах, указанных в переменной MC6DATA.

1.1.3. Интерфейс программы Micro-Cap6

Программа MC6 использует многооконный интерфейс (рис. 1.1) с ниспадающими окнами и разворачивающимися меню.

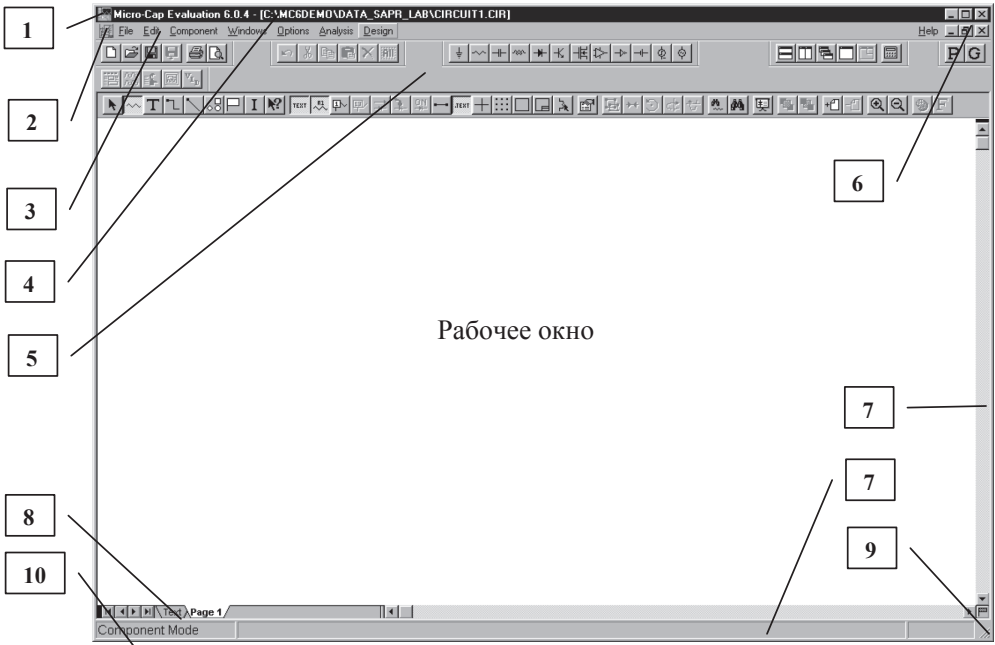



Рис. 1.1. Окно программы Micro-Cap6:

1 — кнопка системного меню; 2 — кнопка меню схемы; 3 — меню команд; 4 — строка заголовка; 5 — строки инструментов и режимов (дублируют команды меню); 6 — кнопки изменения размеров окон; 7 — линейки прокрутки; 8 — кнопки переключения окон
схема — текст; 9 — кнопки просмотра списка флагов; 10 — описание текущей команды




Назначение и функции кнопок строки режимов следующие (табл. 1.2).

Таблица 1.2








Вид и назначение кнопок строки режимов

Номер кнопки	Вид	Режим	Назначение
Редактирование и опрос			
1		Selectmode (Выбор)	Выбор объектов для выполнения операций: редактирование, очистка (без копирования в буфер обмена), удаление (с копированием в буфер обмена), перемещение, вращение, зеркальное отражение, мультиплицирование. Отдельный объект выбирается щелчком мыши. Для добавления объекта в группу предварительно нажимается клавиша Ctrl

Продолжение табл. 1.2

Номер кнопки	Вид	Режим	Назначение
2		Componentmode (Компоненты)	Добавление компонентов в схему
3		Textmode (Текст)	Нанесение на схему текстовых надписей: имен цепей, описание моделей компонентов, комментариев
4		Wiremode (Цепи)	Ввод ортогональных проводников (цепей)
5		Diagonal wire mode (Диагональные цепи)	Ввод цепей под произвольным углом
6		Graphicsmode (Графика)	Рисование графических объектов: линий, прямоугольников, ромбов, эллипсов, дуг, секторов круга
7		7Flagmode (Флаги)	Ввод маркеров для быстрой навигации по схеме
8		Infomode (Информация)	Вывод информации о параметрах выбранного щелчком компонента с возможностью редактирования
9		Help mode (Помощь)	Вызов текстовой информации о модели компонента, выбранного щелчком. Нажатие Alt+F1 выводит описание синтаксиса директивы, указанной курсором в окне текста, в формате SPICE или схемного ввода
Отображение информации			
10		Gridtextmode (Текст)	Высвечивание всех текстовых надписей схемы
11		Attributetextmode (Позиционные обозначения)	Высвечивание всех позиционных обозначений компонентов
12		Nodenumbers (Номера узлов)	Вывод номеров узлов схемы
13		Nodevoltage/states (Узловые потенциалы/логические состояния)	Вывод узловых потенциалов аналоговых узлов и логических состояний цифровых узлов
14		Currents	Отображение на схеме значений токов ветвей
15		Power	Отображение на схеме значений мощностей, рассеиваемых в ветвях

Окончание табл. 1.2

Номер кнопки	Вид	Режим	Назначение
16		Condition	Отображение на схеме состояний p - n переходов (LIN — линейный, ON — открыт, OFF — закрыт, SAT — насыщен)
17		Pinconnections (Выводы компонентов)	Обозначение выводов всех компонентов
18		Commandtextmode (Команды)	Высвечивание всех команд, размещенных на схеме
19		Cross-haircursor (Изображение курсора в виде перекрестия на весь экран)	Изображение курсора в виде перекрестия
20		Grid (Высвечивание сетки)	Высвечивание сетки
21		Border (Рамка схемы)	Заключение чертежа схемы в рамку
22		Title (Угловой штамп)	Нанесение изображения углового штампа

1.1.4. Демонстрация основных возможностей программы Micro-Cap6

1.1.4.1. Загрузка схемы

Выбираем режим File. По команде Open... в открывшемся окне в каталоге... \DATE_LAB находим файл типа *Schematic* DK_2.CIR. В результате этого загружается схема, содержащая два дифференциальных усилительных каскада, (см. рис. 1.8). Первый каскад управляется несимметрично от источника синусоидального напряжения V_{10} , подключенного к левому плечу. Второй каскад управляется бифазным импульсным напряжением с выхода первого каскада. По команде View-Node Numbers на схеме появляются номера узлов. Выходной сигнал создается в узлах 13 и 14 схемы. Экран может быть активирован в графическом и текстовом режимах. В режиме Text на экран выводятся тексты математических моделей используемых в схеме компонентов, которые могут быть отредактированы.

Вид анализа характеристик схемы указывается в меню Analysis.

1.1.4.2. Анализ переходных процессов

Выбрав команду Transient Analysis — анализ переходных процессов, переходим в меню задания параметров (рис. 1.2) моделирования Transient Analysis Limits.

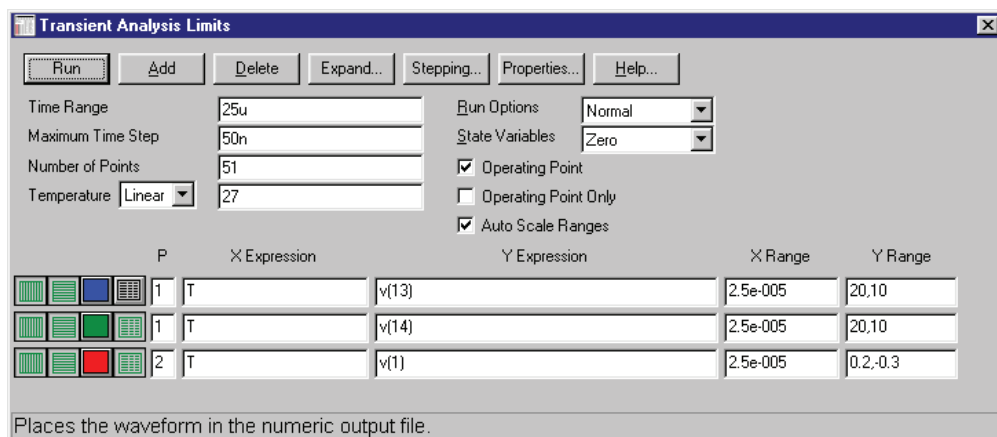


Рис. 1.2. Окно задания параметров моделирования Transient Analysis

На строке Time Range указывают длительность интервала времени, на строке Maximum Time Step — шага по времени, количество расчетных точек — на строке Number of Points. На строке Temperature задают температуру, для которой моделируется работа схемы.

В графе Y expression указывают имена переменных для построения графиков, при этом допускается применение математических выражений и функций.

Примеры записи:

V(13) — потенциал узла 13;

V(13,14) — разность потенциалов узлов 13 и 14;

VBE(VT1) — напряжение база — эмиттер транзистора VT1;

I(R1) — ток через R1;

CBC(Q1) — емкость перехода база — коллектор транзистора VT1;

Q(C1) — заряд конденсатора C1;

FFT(V(13)) — спектр напряжения в узле 6 (при этом по оси X нужно откладывать частоту F).

Номера графиков указываются в графе P.

Для вывода графика входного напряжения в графе *Y expression* вводят $V(1)$, а в графе *P* — 2, т. к. масштабы входного и выходного сигналов разные.

С помощью кнопок слева от строки *P* задают соответственно:

- линейный или логарифмический масштаб по оси X ;
- линейный или логарифмический масштаб по оси Y ;
- цвет графика;
- текстовый вывод *Numeric output* результатов моделирования с размещением в выходном файле.

При активации флага команды *Auto Scale Ranges*, диапазоны выводимых на графики величин задаются автоматически.

Моделирование начинается после нажатия на кнопку *Run* или пиктограмму. Графики различаются цветом, который можно изменить также в меню *Transient analysis Limits*.

Для проведения многовариантного анализа, при вариации любого параметра компонента схемы или его модели, нажав на панель *Stepping*, открывают окно задания варьируемых параметров. Сначала с помощью переключателей *Type* и *Method* выбирают тип параметра и метод варьирования, затем в строке *Step What* указывают имя варьируемого параметра, на последующих строках — пределы его изменения и в графе *Step It* включают кнопку *Yes*.

Нажатие клавиши клавиатуры компьютера *F8* или пиктограммы меню программы *Micro-Cap6* активирует электронный курсор для считывания координат графика (рис. 1.3), имя переменной которого подчеркнуто (при размещении на одном графике более одной зависимости). С помощью двух курсоров, один из которых устанавливается щелчком левой кнопки мыши, а другой — правой, измеряют интервалы по оси времени T и по оси Y .

При моделировании нелинейных схем полезно сначала определить параметры статического режима. Для этого в меню *Transient Analysis Limits* отметить *Operating Point* — расчет статического режима нелинейных элементов перед началом расчета переходных характеристик или *Operating Point Only* — только расчет статического режима.

После выполнения расчетов необходимо открыть окно схемы (по *F3*) (рис. 1.4) и в режиме *Options* по командам *View — Node Voltage/States* в узлах схемы будут отображены постоянные потенциалы; *View — Currents* — токи в ветвях; *View — Powers* — мощности; *View — Conditions* —

состояние активных элементов схемы. Эти команды также дублируются кнопками .

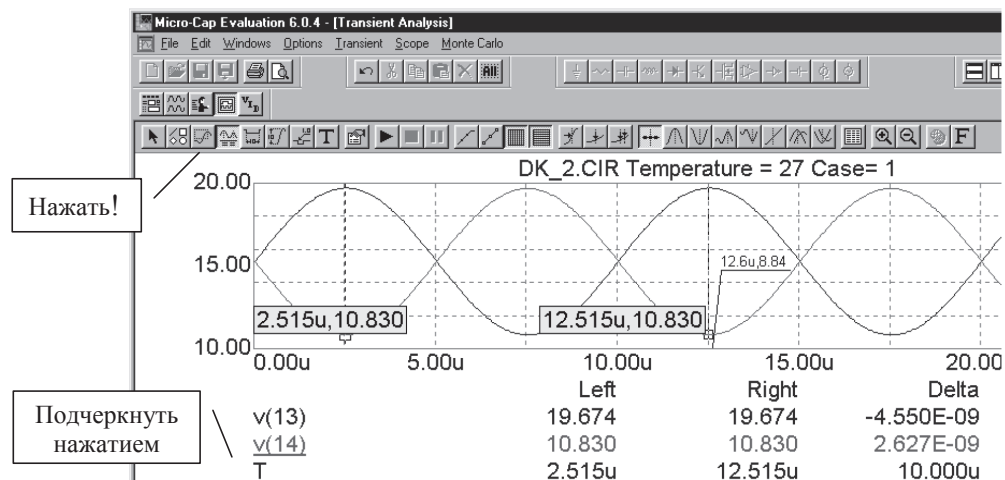


Рис. 1.3. Окно результатов моделирования с активными электронными курсорами для считывания координат графика

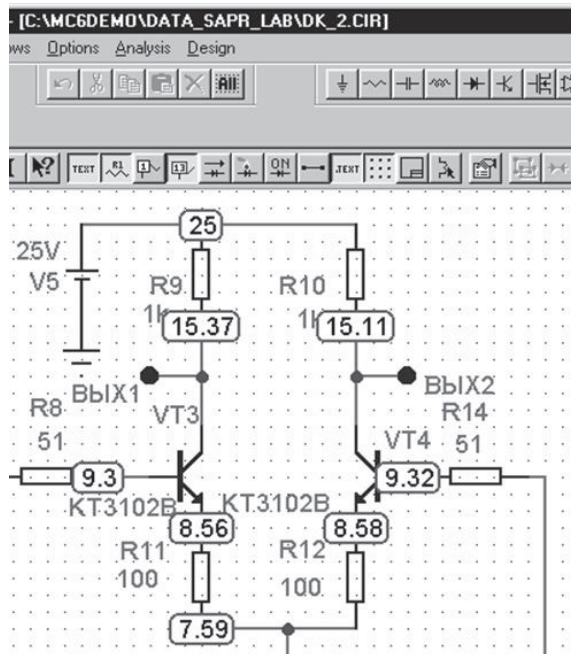


Рис. 1.4. Окно результатов моделирования (в узлах схемы отображены постоянные потенциалы по команде View — NodeVoltage/States)

1.1.4.3. Расчет частотных характеристик

Выбрав команду **AC Analysis** — анализ частотных характеристик, переходим в меню задания параметров моделирования **AC Analysis Limits**.

На строке **Frequency Range** указывают границы диапазона частот, на строке **Frequency Step** — тип шага по частоте, например, фиксированный логарифмический, количество расчетных точек на декаду — на строке **Number of Points**.

Отметим, что для расчета частотных характеристик, ко входу схемы должен быть подключен синусоидальный или импульсный источник.

В графе **Y Expression** указываются имена переменных для построения графиков частотных характеристик.

Примеры записи:

V(13) — модуль напряжения в узле 13;

ph(V(13)) — фаза напряжения в градусах;

gd(V(13)) — групповое время запаздывания;

re(V(13)) — действительная часть напряжения;

im(V(13)) — мнимая часть напряжения;

INOISE — корень квадратный из спектральной плотности мощности шума, приведенного ко входу;

ONoise — корень квадратный из спектральной плотности мощности выходного шума.

При активации флага команды **Auto Scale Ranges**, диапазоны выводимых на графики величин задаются автоматически.

Для проведения многовариантного анализа, при вариации любого параметра компонента схемы или его модели, нажав на панель **Stepping**, открывают окно задания варьируемых параметров. Сначала с помощью переключателей **Type** и **Method** выбирают тип параметра и метод варьирования, затем в строке **Step What** указывают имя варьируемого параметра, на последующих строках — пределы его изменения и в графе **Step It** включают кнопку **Yes**.

После вызова режима расчета, нажав на кнопку **Run** или пиктограмму, графики обрабатывают стандартными средствами; вывод результатов аналогичен рассмотренному выше, при анализе переходных процессов *Transient Analysis*.

1.1.4.4. Расчет передаточных характеристик

Для примера расчета выходных характеристик биполярного транзистора КТ3102Б загрузим файл VAN3102.CIR. К базе транзистора $VT1$ (рис. 1.5) подключен источник постоянного тока IB , а к коллектору — источник постоянного напряжения VCC .

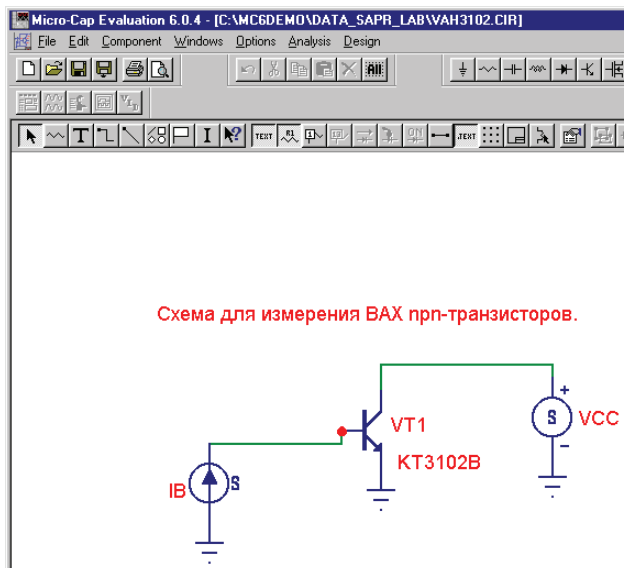


Рис. 1.5. Окно со схемой расчета выходных характеристик биполярного транзистора из файла VAN3102.CIR

Выбрав команду DC Analysis — анализ передаточных характеристик, переходим в меню задания параметров моделирования DC Analysis Limits (рис. 1.6).

На строках Variable 1, Variable 2 указаны имена варьируемых источников, диапазоны их изменения — на строках Variable 1 Range, Variable 2 Range. По оси X задано напряжение коллектор — эмиттер V_{ce} ($Q1$), а по оси Y — ток коллектора I_c ($Q1$). После запуска программы на экран выводятся графики семейства выходных ВАХ транзистора $Q1$.

1.1.4.5. Режим динамического анализа Probe

Загрузим из файла DK_2.CIR схему в графический редактор MC6. Затем в режиме Analysis выберем команду Probe Transient Analysis, по-

сле чего экран разделяется на две части: в одной изображена схема, другая отведена для графиков. При этом, в соответствии с заданием на моделирование, составленном в окне **Transient analysis Limits**, выполняется анализ характеристик, результаты которого заносятся во временный файл данных. На экране они пока не видны. Если пометить левой кнопкой мыши любой узел схемы, то программа немедленно выводит график процесса в соответствующем узле. При отметке курсором элемента схемы будет построен график падения напряжения на указанном элементе.

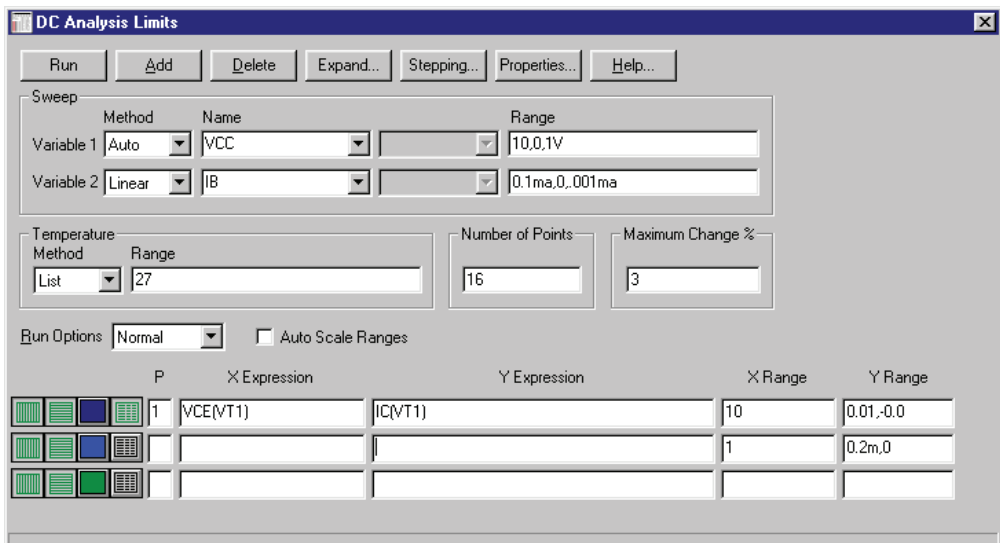


Рис. 1.6. Окно задания параметров DC Analysis — расчета передаточных характеристик

1.1.5. Создание принципиальных схем

1.1.5.1. Режимы работы редактора схем, система меню

Редактор схем выводится на экран путем вызова программы. Схемы создаются и редактируются с помощью набора команд, сгруппированных в системе ниспадающих меню. Наиболее употребительные команды вызываются при помощи нажатия на пиктограммы или комбинаций «горячих» клавиш. Имеется несколько режимов работы (*mode*) редактора схем, в каждом из которых доступны определенные команды, которые высвечены, а недоступные показываются затененными.

1.1.5.2. Создание чертежа схемы

Новая схема создается по команде File — New. В *Micro-Cap6* существует две возможности ее ввода: как графическое изображение схемы (*Schematic*) и как текстовое описание (*Spice/Text*). Наиболее простым является графический ввод схем. Созданные же ранее схемы загружаются по команде File — Open. Рассмотрим основные этапы создания и редактирования принципиальных схем.

- Подготовительные операции.

Первоначально рекомендуется нанести на экран координатную сетку, шаг которой установлен равным 2.5 мм.

- Добавление компонентов в схему.

Необходимый компонент нужно выбрать в меню или на специальных панелях щелчком левой кнопки мыши. Нажатую левую кнопку не следует отпускать, пока компонент путем перемещения курсора не будет размещен в нужном месте схемы. Нажимая на правую кнопку мыши (без отпускания левой кнопки), компонент поворачивают на 90°. Если отпустить левую кнопку, компонент зафиксируется на схеме.

- Ввод и редактирование атрибутов компонентов.

После ввода компонента появляется диалоговое окно атрибутов (рис. 1.7).

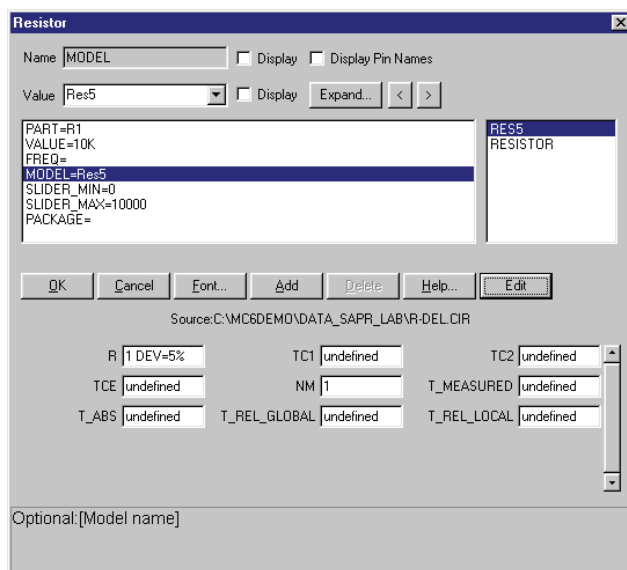


Рис. 1.7. Диалоговое окно атрибутов компонента «резистор»

Простейшие компоненты (резистор, конденсатор и т. п.) имеют минимальный набор атрибутов, к которым относятся позиционное обозначение *PART* и номинальное значение *VALUE*. При вводе позиционного обозначения, программа назначает первый символ обозначения по правилам, принятым в программе *PSpice*. Например, при вводе биполярного транзистора, его позиционное обозначение будет *Q1*, *Q2*, но по желанию его можно изменить в соответствии с требованиями как *VT1*, *VT2*. В таком случае транслятор схем в формат *PSpice* автоматически добавит префикс *Q*, т. е. *QVT1*, и моделирование осуществится без дополнительного редактирования.

В *PSpice* программе используются следующие префиксы:

B	Арсенид-галлиевый полевой транзистор (GaAsFET) с каналом <i>n</i> -типа
C	Конденсатор
D	Диод
E	Источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН)
F	Источник тока, управляемый током (ИТУТ)
G	Источник тока, управляемый напряжением (ИТУН)
H	Источник напряжения, управляемый током (ИНУТ)
I	Независимый источник тока
J	Полевой транзистор с управляющим <i>n-p</i> переходом (FET)
K	Связанные индуктивности
L	Индуктивность
M	МОП — транзистор (MOSFET)
N	Аналого-цифровой преобразователь на входе цифрового устройства
O	Цифроаналоговый преобразователь на выходе цифрового устройства
Q	Биполярный транзистор
R	Резистор
S	Ключ, управляемый напряжением
T	Линия передачи
V	Независимый источник напряжения
W	Ключ, управляемый током
U	Цифровое устройство
X	Макромодель

Большинство компонентов имеют атрибут *MODEL*. В окне справа от окна атрибутов приводится список моделей, находящихся в доступных библиотеках. Подходящая модель компонента может быть выбра-

на из этого списка. При необходимости изменить имя модели компонента, этот список выводится нажатием кнопки **Model**.

Количество атрибутов определяется типом компонента. Каждый атрибут имеет имя (*Part*) и значение (*Value*). Имена атрибута обычно задаются при создании компонента, но это можно сделать и в процессе их редактирования. В списке атрибутов курсором выбирается нужный атрибут и на строках **Part**, **Value** вводится или редактируется его значение. С помощью панелей **Display** управления задается видимость имени и значения атрибута на схеме. Редактирование существующих атрибутов выполняется после двойного щелчка при расположении курсора на выбранном атрибуте.

При редактировании атрибута *MODEL*, каждый числовой параметр модели может принимать случайные значения относительно своего номинального значения, задаваемые с помощью ключевых слов:

DEV — ключевое слово параметров, принимающих независимые значения;

LOT — ключевое слово параметров, принимающих коррелированные случайные значения.

После этих ключевых слов указывается значение разброса случайного параметра в абсолютных значениях или процентах (*DEV* = 5 %, *LOT* = 0.05). Тип закона распределения случайных параметров указывается при проведении моделирования в режиме *Monte Carlo*.

- Ввод и редактирование электрических цепей (проводников).

Режим ввода проводников включается выбором команды **Option — Mode — Wire**, комбинацией клавиш **Ctrl+W** или щелчком по пиктограмме. Начало проводника отмечается щелчком на выводе компонента. Не отпуская левой клавиши, наносят проводник на чертеж. Отпускание клавиши фиксирует окончание линии. Проводники в этом режиме ввода при изменении направления строятся под прямым углом. Ввод проводников под произвольным углом выполняется в режиме **Option — Mode — WireD**.

- Ввод и редактирование текстовых надписей.

На схему можно нанести текстовые надписи двух типов. Во-первых, это атрибуты компонентов. Во-вторых, это имена цепей и описания моделей и любые текстовые комментарии. Нанесение текстовых надписей второго типа производится в режиме **Option — Mode — Text** (**Ctrl+T**) в точку схемы, указанной курсором по нажатию левой клавиши. Текст заносится в раскрывшееся окно, завершение его ввода происходит при нажатии клавиши **Enter**.

Редактирование текста выполняется после двойного щелчка при расположении курсора на выбранном тексте.

- Нанесение на схему текстовых описаний моделей компонентов.

При размещении на схеме компонентов, имеющих модели (например, биполярного транзистора типа $n-p-n$), их текстовое описание автоматически заносится в текстовое окно, если при вводе компонента появляется диалоговое окно для выбора его модели. Модели выбираются при вводе типовых компонентов, размещенных в библиотеках Analog Primitives и Digital Primitives.

При вводе компонентов из библиотек Analog Library и Digital Library, в которых находятся конкретные компоненты (например, КТ315А), описания их моделей переносятся в текстовое окно по команде Edit — Model — Statements.

Если модель компонента не найдена, в текстовое окно помещается модель с параметрами по умолчанию. Поэтому перед началом моделирования необходимо внимательно просмотреть все имеющиеся в текстовом окне модели и при необходимости их отредактировать.

Имена вновь созданных библиотек нужно указать в файле NOM.LIB или непосредственно в окне текста с помощью директивы LIB.

Созданные самостоятельно текстовые описания моделей источников следует помещать в отдельные текстовые файлы и включать ссылки на них файле NOM.LIB.

- Ввод и редактирование графических объектов.

По команде Option — Mode — Graphics на схему наносится графические объекты, не влияющие на результаты моделирования.

Двойной щелчок на объекте открывает диалоговое окно для его редактирования.

- Копирование фрагментов схем.

Данный режим позволяет задать прямоугольную область с необходимым фрагментом схемы, а затем скопировать его несколько раз. Параметры копирования задаются в окне, вызванном по команде Box Operation — Step Box меню Edit.

- Перемещение, вращение, зеркальное отображение и удаление объектов.

Для выполнения операций перемещения, вращаения, зеркального отображения и удаления объектов следует нажать на пиктограмму «стрелка» и выбрать один или несколько объектов. Их перемещение

осуществляется буксировкой в новое место. Остальные операции выполняются выбором соответствующей команды меню **Edit**.

- Нанесение рамки чертежа.

Щелчком по пиктограмме 21 (см. табл. 1.2) или по команде **Option — View — Border** наносится рамка чертежа схемы. Формат рамки устанавливается в соответствии с форматом бумаги, выбираемом по команде **PrintSetup** меню **File**.

- Основная надпись чертежа схемы.

Щелчком по пиктограмме 22 (табл. 1.2) или по команде **Option — View — Title** наносится основная надпись (угловой штамп). Заполнение граф основной надписи выполняется по команде **TitleBlock** меню **Option**. Требованиям ЕСКД основная надпись не соответствует.

- Получение информации о компонентах и их моделях.

Щелчком по пиктограмме или по команде **Option — Info** включается режим получения информации. Компонент, информацию о котором нужно получить, выбирается по щелчку мыши.

При выборе нанесенных на схему команд **INCLUDE** и **.LIB** выводится содержание файлов, их описывающих.

- Работа с большими схемами.

Большие схемы располагаются на нескольких страницах, каждая из которых имеет собственную рамку и надпись. Добавление к схеме новой страницы выполняется по команде **AddPage** меню **Edit**.

Для навигации на очень больших схемах используют флаги. Флагами или маркерами называются специальные значки, имеющие имя и наносимые на схему щелчком мыши после того, как включен режим нажатием на пиктограмму или выбором команды **Mode — Flag** меню **Option**. Для перехода по схеме нажимают на кнопку флага в нижней части экрана и из развернувшегося списка выбирают имя флага.

- Сохранение схемы.

По завершении составления схемы ее следует сохранить в файле по команде **Save** меню **File**, при этом используется имя и путь, указанные на строке заголовка. При необходимости изменить имя и путь выбирают команду **SaveAs** меню **File**. Для сохранения схемы в формате предыдущей версии MC либо в текстовом виде выбирают команду **Translate** меню **File**.

1.1.6. Редактирование компонентов

Редактор компонентов загружается, если выбрать в меню Windows команду Component Editor. С его помощью редактируется библиотека компонентов (Component Library), содержащая абсолютно все компоненты. Для каждого компонента в библиотеку заносится информация о его имени, графике символа, математической модели, расположении позиционного обозначения и других текстовых атрибутов и о выводах. Библиотека разбита на группы однотипных компонентов. Список групп и входящих в них компонентов помещен в расположенном справа окне. Щелчок на имени группы открывает либо закрывает список имен компонентов.

- Структура экрана компонентов *Component Editor*.

На экране *Component Editor* имеются следующие панели управления, графы и окна.

Панели управления:

AddComponent	Добавление нового компонента в группу
AddGroup	Добавление имени новой группы
Delete	Удаление выбранного компонента или группы
Close	Завершение работы с редактором и сохранение всех внесенных изменений в файле библиотеки COMP.MC
-	Уменьшение размера символа компонента на экране (при этом размер символа на схеме не изменяется)
+	Увеличение размера символа компонента на экране (при этом размер символа на схеме не изменяется)
Merge	Объединение файла библиотеки с файлом текущей библиотеки компонентов COMP.MC
Help	Вызов раздела <i>Component Editor</i> системы помощи

Поля текстовой информации включают в себя:

Name	Имя компонента
Shape	Имя формы условного графического обозначения или имя символа компонента
Definition	Имя математической модели компонента, выбираемое из списка моделей

Опции —

User	Имя панели списка компонентов
Model = Component Name	Присвоение имени компонента имени модели
Display PART Attribute	Отображение на схеме позиционного обозначения-компонента, задаваемого атрибутом PART
Display VALUE Attribute	Отображение на схеме значения параметра, задаваемого атрибутом VALUE
Display MODEL Attribute	Отображение на схеме имени модели, задаваемого атрибутом MODEL

- Добавление в библиотеку компонентов.

Программа МС6 поставляется с библиотекой компонентов, достаточной для первоначального знакомства с ней. Однако с течением времени возникает необходимость ее пополнения, в первую очередь отечественными компонентами и макромоделями типовых устройств.

Для создания новой группы в списке компонентов курсор подводится к имени группы предыдущего уровня иерархии и нажимается панель AddGroup. В окне Group заменяется стандартное имя NewGroup на любое другое. Новая группа занимает последнее место в списке групп данного уровня иерархии.

Для создания нового компонента выбирается имя группы, в которой он должен быть расположен и нажимается панель AddComponent. Образуется новый компонент с именем new_1 и т. д. После этого нужно заполнить поля текстовой информации и включить необходимые опции. Каждому новому компоненту присваивается уникальное имя, указывается имя символа, имя математической модели, начальное расположение позиционного обозначения и расположение имен выводов.

- Добавление в библиотеку макромodelей.

В программе МС6 имеются макромодели двух типов. Макромодели типа *Macro* задаются с помощью схемы замещения, *Subckt* — текстового описания.

У макромодели типа *Macro* схема замещения макромодели помещается в файл схем, имеющий расширение.CIR. Имя макромодели должно совпадать с именем файла схемы.

Текстовое описание макромодели типа *Subckt* задается с помощью директивы SUBCKT, размещаемой непосредственно на схеме

или, что более удобно, в текстовом файле математических библиотек (расширение имени .LIB). Имя такого компонента должно совпадать с именем макромодели, что обеспечивается с помощью опции *Model=ComponentName*.

Директиву с текстовым описанием макромодели можно ввести в программу МС6 несколькими способами:

- в окне текста;
- в файле, имя которого указывается с помощью атрибута символа компонента FILE, например FILE=OP.LIB;
- в файле, имя которого непосредственно указывается с помощью директивы.LIB, например LIBOP.LIB;
- в файле, ссылка на который (например, LIBOP.LIB) помещается в файл NOM.LIB, загружаемый в МС6 по умолчанию по директиве .LIB (этот способ наиболее удобен для отложенных библиотек).
- Редактирование графических символов компонентов.

Создание и редактирование символов или условных графических обозначений компонентов принципиальных электрических схем осуществляется с помощью графического редактора, вызываемого в меню Windows по команде ShapeEditor. Большинство символов создаются с помощью мыши. В некоторых случаях, например при создании символов цифровых компонентов, удобно использовать редактор *ObjectEditor*, оперирующий с координатами характерных точек графических объектов.

Изменения, внесенные в графические символы, сохраняются и заносятся в библиотеку только после выхода из *ShapeEditor*. Библиотека символов заносится в файл SHAPE.MC6, который должен находиться в одном каталоге с программой МС6.EXE.

1.1.7. Представление чисел, переменных и математических выражений

При создании схем используются числа, переменные и выражения следующего формата.

- Числа.

Числовые значения параметров компонентов представляются в виде:

- действительных чисел с фиксированной десятичной точкой. Например, емкость 1 мкФ записывается как 0.000001;

- действительных чисел с плавающей десятичной точкой — научная нотация. Например, емкость 1 мкФ записывается как 1E-6 (единицу указывать обязательно!);
- действительных чисел с плавающей десятичной точкой — инженерная нотация, согласно которой различные степени 10 обозначаются в виде следующих суффиксов:

F	Фемто	10^{-15}
P	Пико	10^{-12}
N	Нано	10^{-9}
U	Микро	10^{-6}
M	Милли	10^{-3}
K	Кило	10^3
MEG	Мега	10^6
G	Гига	10^9
T	Тера	10^{12}

При этом малые и большие буквы не различаются. Например, сопротивление 1.5 МОм может быть записано как 1.5MEG, 1.5meg, 1500K.

- Переменные.

В программе МС6 ряд констант и переменных имеют стандартные значения:

GMIN — минимальная проводимость ветви, задаваемая в диалоговом окне *Option-GlobalSetting*;

PI — число π ;

TEMP — температура компонентов в градусах Цельсия;

VT — температурный потенциал.

В математических выражениях могут использоваться следующие переменные:

D(A)	Логическое состояние цифрового узла A
V(A)	Напряжение на узле A относительно узла «земля», которому присвоен номер 0
A(A,B)	Разность потенциалов между узлами A и B
V(D1)	Напряжение между выводами устройства D1
I(D1)	Ток через устройство D1
I(A,B)	Ток через ветвь между узлами A и B (ветвь должна быть единственной);
IB(Q1)	Ток, втекающий в вывод B устройства Q1

VCE(Q1)	Напряжение между выводами <i>C</i> и <i>E</i> устройства <i>Q1</i>
CCB(Q1)	Емкость между выводами <i>C</i> и <i>B</i> устройства <i>Q1</i>
QCB(Q1)	Заряд между выводами <i>C</i> и <i>B</i> устройства <i>Q1</i>
R(R1)	Сопротивление резистора
C(X1)	Емкость конденсатора или диода
Q(X1)	Заряд конденсатора или диода
L(X1)	Индуктивность катушки или сердечника
X(X1)	Магнитный поток в катушке или сердечнике
B(L1)	Магнитная индукция сердечника
H(L1)	Напряженность магнитного поля в сердечнике
T	Время
F	Частота
S	Комплексная частота равная $2\pi Fj$
RND	Случайное число с равномерным законом распределения на отрезке 0.1
ONoise	Корень квадратный из спектральной плотности выходного напряжения
INoise	Корень квадратный из спектральной плотности входного напряжения

▪ Математические выражения и функции.

Такие выражения и функции включают в себя операторы обработки сигналов при построении графиков:

HARM(u)	Расчет гармоник сигнала <i>u</i>
THD(S)	Коэффициент нелинейных искажений спектра, в процентах относительно первой гармоники
FFT(U)	Прямое преобразование Фурье дискретных отсчетов сигнала <i>u(t)</i>
IFT(S)	Обратное преобразование Фурье спектра
CONJ(S)	Сопряженный комплексный спектр
CS(S,S2)	Взаимный спектр сигналов <i>u</i> и <i>v</i>
AS(S)	Собственный спектр сигнала равный CS (S, S)
CC(u,v)	Взаимная корреляционная функция двух сигналов <i>u</i> и <i>v</i> , равная IFT (CS (S, S2))
AC(u)	Автокорреляционная функция
CON(u,v)	Нормированная корреляционная функция сигналов
REAL(S)	Действительная часть спектра, рассчитанного с помощью FFT
IMAG(S)	Мнимая часть спектра, рассчитанного с помощью FFT
MAG(S)	Модуль спектра, рассчитанного с помощью FFT
PHASE(S)	Фаза спектра, рассчитанного с помощью FFT

1.1.8. Текстовые директивы

Директивы программы МС6 представляют собой текстовые выражения, начинающиеся с точки «.». При графическом вводе схем они помещаются в окне текста или непосредственно в окне схем, при текстовом вводе в формате SPICE — в текстовом файле. В связи с этим МС6 имеет два набора директив: один для текстового ввода (формат SPICE), а другой для графического (схемного).

Перечень директив программы МС6 представлен ниже.

Формат SPICE	Схемный ввод
.AC	.DEFINE
.DC	.IC
.END	.ENDS
.ENDS	.INCLUDE
.IC	.LIB
.INCLUDE(.INC)	.NODESET
.LIB	.MACRO
.MODEL	.MODEL
.NODESET	.OPTIONS
.NOISE	.PARAMETERS
.OP	.SUBCKT (только в окне текста)
.OPTION(.OPT)	
.PLOT	
.PRINT	
.SUBCKT	
.TEMP	
.TRAN	

Все директивы и большинство директив, помещаемых на схемах, совпадают с директивами программы PSpice, исключение составляют лишь директивы .DEFINE, .MACRO, .PARAMETERS [1–3].

1.2. Описание лабораторной работы № 1

В ходе выполнения работы изучается система Micro-Cap6, исследуются линейные усилительные схемы и схемы для построения ВАХ активных элементов для изучения возможностей системы, в графиче-

ческом редакторе программы создаются схемы резистивных делителей и рассчитываются их показатели и электрические величины токов и напряжений в цепях. Предварительный расчет схем проводится по приведенным ниже формулам:

коэффициент передачи делителя

$$K_d = \frac{U(2)}{V_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2};$$

ток делителя

$$I_d = \frac{V_1}{R_1 + R_2};$$

выходное напряжение для схемы 1.1 (см. рис. 1.9)

$$U(2) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1.$$

Выходное напряжение для схемы 1.2 (рис. 1.9)

$$U(2) = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2 - \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} I_H.$$

Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 1

Лабораторная работа предусматривает предварительную самостоятельную подготовку к ней вне указанных в расписании часов. Студенты должны изучить указанные разделы настоящего практикума и выполнить необходимые расчеты. Результаты занести в подготовленную заранее тетрадь для лабораторных работ (лабораторная тетрадь). В этой же тетради ведутся записи по ходу выполнения работы в лаборатории (протокол выполнения лабораторной работы). Для этого студенты должны:

1) внимательно прочитать раздел «Общие сведения о системе Micro-Cap» настоящего практикума. Чтение совместить с непосредственной работой на компьютере в системе МСб. Рекомендуется самостоятельно изучить ход выполнения работы в лаборатории, загрузив файл, содержащий схему двухкаскадного дифференциального усилителя из файла DK_2.CIR (рис. 1.9);

2) рассчитать по формулам следующие величины —
 K_d ; I_d ; $U(2)$ для делителя 1.1 (рис. 1.9) при $R2 = 2 \text{ кОм}$, 200 Ом , 100 Ом ;
 I_d ; $I(R3)$, $I(R4)$, $U(4)$ для делителя 1.2 (рис. 1.9) при $I_H = 1 \text{ мА}$; 0.1 мА ;
 0.01 мА .

Результаты расчетов занести в подготовленную заранее тетрадь для лабораторных работ (лабораторная тетрадь) и предъявить руководителю работы перед началом занятий в лаборатории. В этой же тетради ведутся записи по ходу выполнения работы в лаборатории (протокол выполнения лабораторной работы) с указанием пунктов выполненного задания раздела «Задание для выполнения лабораторной работы». После окончания лабораторной работы протокол следует подписать у руководителя работы.

Задание для выполнения лабораторной работы

Следующее задание студенты выполняют на лабораторном занятии по расписанию.

1. Вызвать программу *Micro-Cap6*.

1.1. Изучить разделы меню (записать в лабораторную тетрадь).

1.2. Изучить кнопки строки режимов и инструментов (записать в лабораторную тетрадь).

2. Изучить основные режимы анализа программы *Micro-Cap6*. Для этого загрузить файл *DK_2.CIR* из каталога *MC6\DATA* компьютера.

2.1. Провести временной анализ *Transient Analysis* схемы двухкаскадного дифференциального усилителя (рис. 1.8) по п. 1.1.4.2 «Анализ переходных процессов» настоящего практикума. Вывести графики напряжения в узлах 1, 13 и 14. По графикам напряжений в узлах 1, 13 и 14 измерить курсорами амплитуды напряжений, период и частоту колебания. Вычислить коэффициент усиления данной схемы. Определить и записать в лабораторную тетрадь, какой выход схемы является инвертирующим, как изменить параметры колебания задающего генератора *U10*. На схеме (после проведенного временного анализа!) определить потенциалы в узлах 13 и 14, напряжения коллектор — эмиттер, токи коллектора, постоянные мощности (P_d) и состояние транзисторов *VT3* и *VT4*. Записать в лабораторную тетрадь, как исключить влияние сигнала на статический режим схемы.

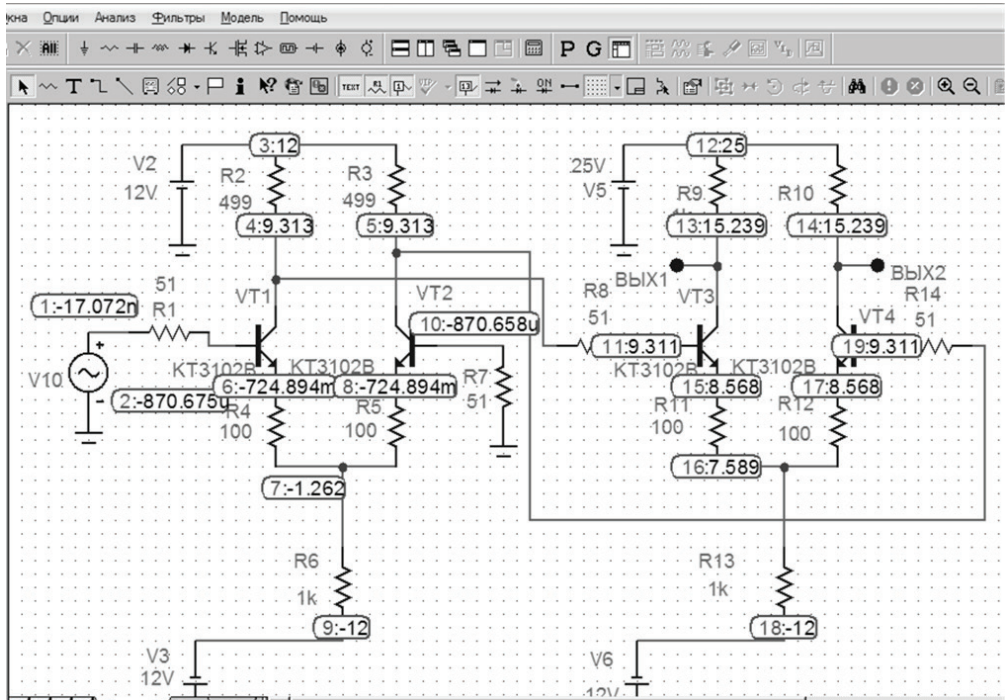


Рис. 1.8. Схема двухкаскадного дифференциального усилителя из файла DK_2.CIR

2.2. Провести частотный анализ *AC Analysis* схемы двухкаскадного дифференциального усилителя (см. рис. 1.8) по п. 1.1.4.3 «Расчет частотных характеристик» настоящего практикума. Вывести графики АЧХ в узлах 13, 14 и для дифференциального выхода между узлами 13 и 14. Измерить с помощью курсоров коэффициенты усиления $K_0(13)$, $K_0(14)$ и $K_0(13,14)$ данной схемы. Определить значение верхней граничной частоты усилителя (по уровню $0.707K_0$). Результаты занести в лабораторную тетрадь. Вывести график ФЧХ для дифференциального выхода между узлами 13 и 14 схемы.

2.3. Провести расчет передаточных характеристик биполярного транзистора по постоянному току в режиме *DC Analysis*. Для этого загрузить файл VAN3102.CIR из рабочего каталога. Зарисовать схему измерения в лабораторную тетрадь (см. рис. 1.5). Рассчитать семейство выходных ВАХ биполярного транзистора KT3102Б по методике п. 1.1.4.4 «Расчет передаточных характеристик» настоящего практикума. Рассчитать по графикам полученных выходных характеристик

коэффициент передачи тока базы транзистора $\beta = \Delta IC / \Delta IB$ в рабочей точке $IC = 2.5$ мА и $UCE = 5$ В (параметры рабочей точки задать с погрешностью не более 1 %). Провести необходимые измерения в режиме курсоров. Результаты занести в лабораторную тетрадь.

3. Исследовать свойства резистивного делителя.

3.1. В редакторе схем создать схему 1.1 на основе принципиальной схемы делителя напряжения (рис. 1.9) и в соответствии с разделом 1.1.5.2 «Создание чертежа схемы» настоящего практикума. При вводе резисторов отредактировать атрибут MODEL (см. рис. 1.7). Выполнить временной анализ *Transient Analysis* и вывести на графики напряжения в узлах 1 и 2 и ток делителя. Определить напряжения и токи для значений $R2 = 2$ кОм; 200 Ом; 100 Ом. Для изменения сопротивления $R2$ рекомендуется использовать режим *Stepping*. Рассчитать коэффициент передачи делителя. Результаты занести в лабораторную тетрадь.

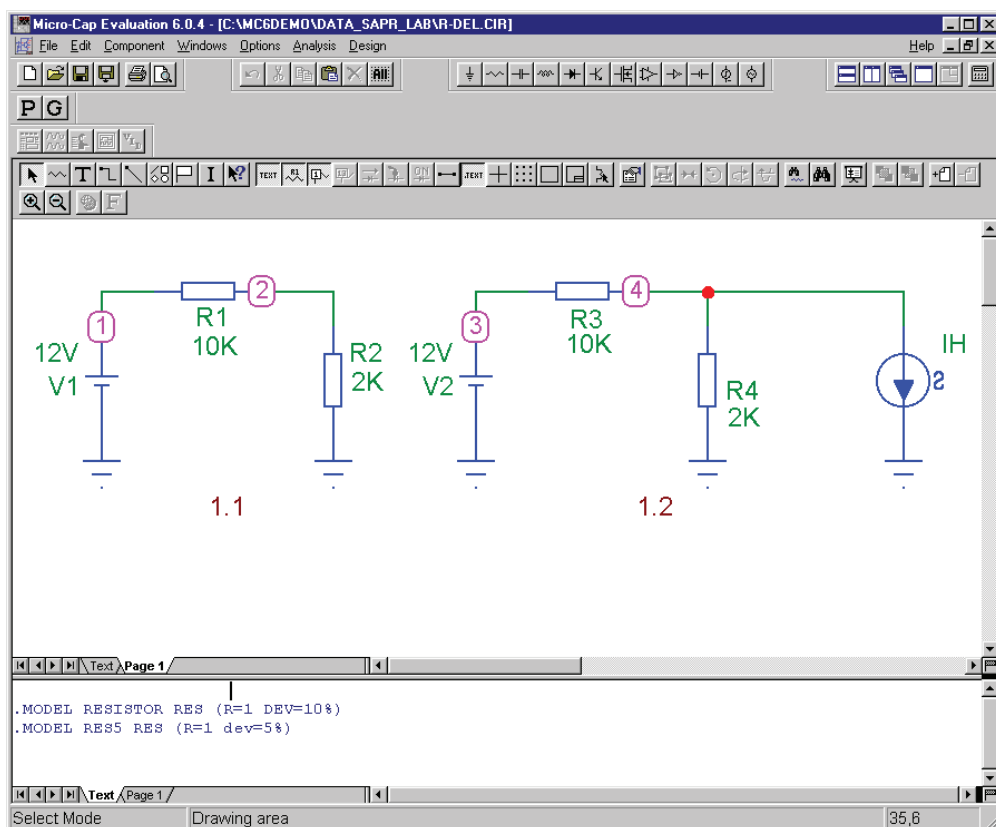


Рис. 1.9. Принципиальная схема резистивных делителей

3.2. В редакторе схем создать схему 1.2 на основе принципиальной схемы (см. рис. 1.9) и в соответствии с разделом 1.1.5.2 «Создание чертежа схемы» настоящего практикума. Выполнить временной анализ *Transient Analysis* и вывести на графики напряжения в узлах 3 и 4 и токи в резисторах $R3$ и $R4$. Определить напряжения в узлах 3 и 4 и токи в резисторах $R3$ и $R4$ для значений тока нагрузки $I_n = 1; 0.1; 0.01$ мА. Для изменения тока нагрузки I_n рекомендуется использовать режим *Stepping*. Результаты занести в лабораторную тетрадь.

3.3. Оценить влияние производственного разброса (допуска резисторов) на коэффициент передачи резистивного делителя 1.1 схемы (см. рис. 1.9). Для этого в режиме временного анализа *Transient Analysis* активировать меню Monte Carlo и в окне Monte Carlo Limits задать 100 испытаний при гауссовском распределении, выделив кнопку ON. После выполнения временного анализа *Transient Analysis* в меню Monte Carlo/Histograms/Add Histogram в окне Properties выбрать в списке Expression $V(2)$, в списке Function — *Peak_Y* и нажать ОК. Характеристики полученного распределения занести в лабораторную тетрадь.

4. Исследовать свойства резистивного делителя 1.1 схемы (рис. 1.9) при воздействии входных сигналов различной формы. Для этого в схеме 1.1 заменить батарею $V1$ на источник сигналов, который выбрать из меню *Component* (рис. 1.10).

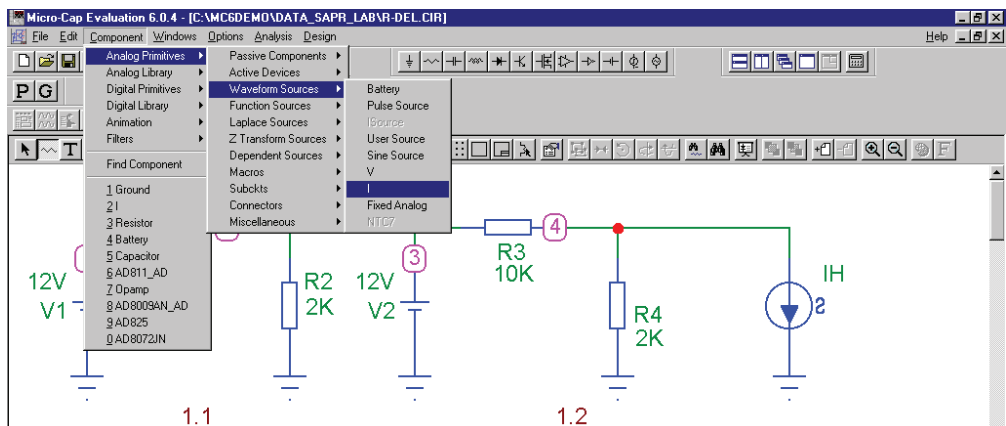


Рис. 1.10. Выбор источников из меню *Component* для схемы делителя

4.1. Установить синусоидальный источник в схему. Выполнить временной анализ *Transient Analysis* и вывести на графики напряжения в узлах 1 и 2. Определить коэффициент передачи делителя.

4.2. Установить импульсный источник сигналов прямоугольной формы в схему. Выполнить временной анализ *Transient Analysis* и вывести на графики напряжения в узлах 1 и 2. Определить коэффициент передачи делителя.

Требования к отчету

Отчет выполняется индивидуально каждым студентом в соответствии с требованиями стандарта предприятия СТП УрФУ и должен содержать следующие разделы:

- 1) название и цель работы;
- 2) краткую характеристику лабораторного оборудования и программ;
- 3) результаты теоретических расчетов;
- 4) краткое описание методик виртуальных измерения и их результаты по каждому пункту задания на выполнение лабораторной работы, сравнение полученных оценок с расчетными теоретическими данными, выводы по каждому пункту задания;
- 5) оценку погрешностей;
- 6) заключение.

Вопросы по лабораторной работе № 1

1. Какие основные виды анализа реализованы в системе *Micro-Cap6*?
2. Как можно получить и вывести данные расчетов в системе *Micro-Cap6*?
3. Как узнать значение режимных параметров транзисторов в исходных рабочих точках?
4. Как задать логарифмический масштаб графиков? В каких случаях он применяется?
5. Как определить по графикам значение коэффициента усиления усилителя?
6. В каком режиме осуществляется варьирование параметров элементов в схеме?

7. Как оценить влияние производственного разброса компонентов?
8. Как построить ВАХ транзисторов?
9. Как изменить параметры источника сигнала?
10. Как определить по графикам значение коэффициента передачи резистивного делителя?

Рекомендуемый библиографический список

1. Разевиг, В.Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap6 / В.Д. Разевиг. — Москва : СОЛОН-Р, 2001. — 344 с. — ISBN 5-93517-026-4.
2. Амелина, М.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8 / М.А. Амелина, С.А. Амелин. — Москва : Горячая линия-Телеком, 2007. — 464 с. — ISBN 978-5-93517-339-5.
3. Амелина, М.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9,10 / М.А. Амелина, С.А. Амелин. — Смоленск : Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2013. — 618 с. — ISBN 978-5-93517-339-5.
4. Кобрин, Ю.П. Знакомство с САПР Micro-Cap v12 Evaluation : учебное пособие / Ю.П. Кобрин. — Томск: ТУСУР, 2018. — 55 с. — URL: <https://edu.tusur.ru/publications/8507> (дата обращения: 10.02.2020). — Загл. с титул. экрана.

2. Современные измерительные приборы и их применение для исследования сигналов и схем

Цель работы — изучить и усвоить методы амплитудных и временных измерений информационных сигналов. Для этого изучить классификацию, структуру, принцип действия и возможности контрольно-измерительных приборов для проведения измерений, освоить работу с источниками тестовых сигналов-генераторами, с регистраторами сигналов — осциллографами и измерителями электрических величин — мультиметрами.

2.1. Общие сведения

Современные высокотехнологичные микроэлектронные средства коренным образом изменили структуру измерительных приборов и открыли широкие возможности их усовершенствования и формирования на этой основе многофункциональных измерительных приборов и систем с высокой степенью автоматизации. Стало возможным реализовать цифровые методы обработки аналоговых сигналов путем применения быстрого дискретного и аналого-цифрового преобразования, запоминания данных с их последующей обработкой в цифровом виде.

Принципиально новым подходом в создании измерительной техники сегодняшнего дня являются виртуальные приборы и измерительные системы на их основе. Главной отличительной чертой таких приборов является визуальное представление измеряемого сигнала на экране компьютера. Конструктивное исполнение таких приборов бывает различное: плата, встраиваемая в корпус компьютера, выносной блок или РСМСА-карта.

2.1.1. Осциллографы

Электронный осциллограф ЭО является обязательным атрибутом любой современной лаборатории. В то же время современная осциллография представлена очень широким набором приборов с различными характеристиками, поэтому при оснащении новой лаборатории или переоборудовании старой встает задача выбора «правильного» осциллографа. При этом простое сравнение характеристик и возможностей осциллографов различных производителей не всегда может дать ответ на вопрос, какой прибор лучше подходит для решения тех или иных конкретных задач.

Возможность наблюдения формы исследуемого электрического сигнала с одновременным измерением его параметров всегда выдвигала электронно-лучевой осциллограф (ЭЛО) в разряд универсальных приборов и среди многообразия традиционной измерительной техники ставила его в особое положение. Именно ЭЛО, благодаря своей универсальности, претендуют на роль базовой структуры, на основе которой формируются информационно-измерительные системы, оснащенные новейшими достижениями электронно-вычислительной техники. Современные ЭЛО включают в себя мультиметры, прецизионные измерители амплитудных и временных параметров сигнала, частотомеры, а программное управление при помощи встроенных микропроцессоров (МП) расширяет его функциональные и вычислительные возможности до пределов, ограниченных лишь фантазией человека.

Логическим продолжением приборов аналоговых ЭЛО было создание вычислительных осциллографов с более высоким интеллектуальным уровнем решаемых задач. Встроенные в ЭЛО компьютерные средства открыли невиданные функциональные возможности, а шинная организация приборов обеспечила оперативный обмен данными между узлами и блоками, гибкое управление, диагностику и связь с внешними устройствами. Опыт эксплуатации ЭЛО показывает, что для решения современных инженерных задач весьма привлекателен аналоговый ЭЛО, в котором предусмотрен канал измерений с цифровым запоминанием формы исследуемого сигнала. К таким приборам относится, например, модель 2230 фирмы Tektronix (США) и отечественные серии АСК-2000 фирмы «Актаком». В ряде ЭЛО расширение функциональных возможностей обеспечивают встроенные калибраторы, мультиметры, частотомеры, дополнительные каналы вертикального отклю-

нения, активные пробники и другие узлы в сочетании с программным управлением на основе МП, наличием интерфейса, цифровой индикацией результатов измерений и выводов на экран электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) текстовых рекомендаций по обслуживанию.

Бурный прогресс интегральной технологии и постепенное внедрение высокотехнологичных электронных средств в измерительную аппаратуру сделали возможным цифровую обработку исследуемых сигналов, что позволило увеличить точность измерений и повысить уровень автоматизации приборов. Созданные и развитые цифровые запоминающие осциллографы (ЦО), основанные на дискретизации исследуемого сигнала, запоминании выборки и определении значений взаимосвязанных координат амплитуды и времени, не только облегчили стыковку с компьютером, но и решили ряд других измерительных проблем. Вывод изображения сигнала из блока памяти на экран индикатора с постоянной частотой обновления позволил устранить один из существенных недостатков аналоговых ЭЛО — малую яркость изображения сигнала при наблюдении редко повторяющихся импульсов с большой скважностью. Оперативное сравнение результатов измерения с параметрами хранящегося в памяти ЦО эталонного сигнала облегчило устранение систематической погрешности измерения за счет нелинейности трактов прибора и повышение на этой основе точности измерений в широком диапазоне температур. Не менее важной особенностью ЦО является наличие режима накопления и усреднения результатов измерения для повышения чувствительности прибора, наличие режимов предзапуска и послезапуска, которые в аналоговых ЭЛО были неосуществимы.

Эволюция ЭО от первых моделей до нынешних приборов — это долгий путь постепенного улучшения их параметров при уменьшении массы и размеров. Ряд десятилетий громоздкость элементной базы первого поколения ЭО сдерживала расширение функций прибора, диапазона частот исследуемых сигналов и тормозила разработку портативных ЭО. Непрерывно возрастающий уровень интеграции интегральных микросхем (ИМС) и усовершенствование их технологии открыли путь к разрешению основного технического противоречия радиоизмерительной техники — между увеличением точности измерений и расширением функциональных возможностей, с одной стороны, и необходимостью уменьшения массогабаритных характеристик — с другой.

2.1.2. Мультиметры

Портативный цифровой мультиметр, или, как принято в зарубежной литературе именовать эти приборы, *hand-held digitalmultimeter* (DMM), представляет собой наиболее универсальный из всех электрических и электронных приборов, предназначенных для измерений и испытаний [3]. Базовая архитектура, лежащая в основе конструкции приборов DMM, традиционна (рис. 2.1).

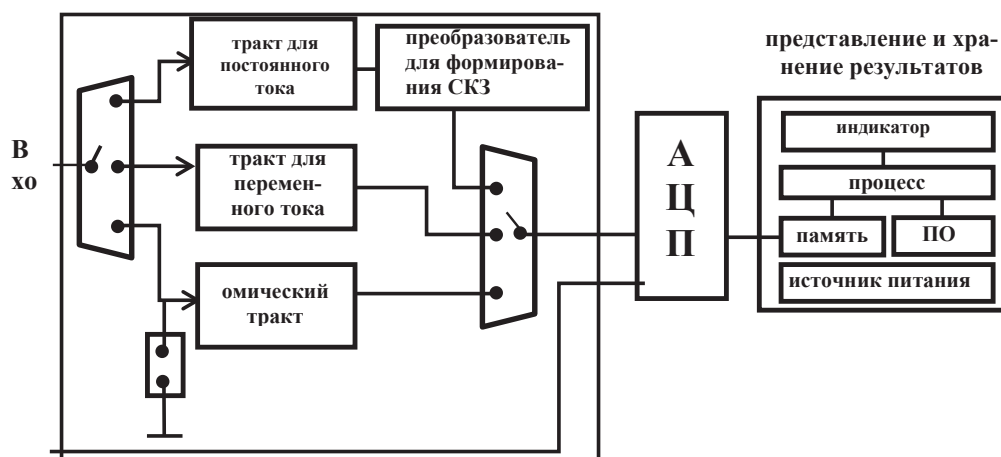


Рис. 2.1. Базовая архитектура мультиметра DMM

Система индикации цифрового мультиметра характеризуется числом цифр индикатора, например, в таком виде: $3\frac{1}{2}$. Это означает, что имеются три полных десятичных разряда, в каждом из них могут индицироваться цифры от нуля до девяти, и имеется дополнительный разряд, расположенный впереди указанных выше разрядов, в котором могут индицироваться только ноль (в современных моделях отображается просто как пробел) и единица. При этом максимальный отсчет при помощи такого индикатора равен 1999.

2.1.3. Функциональные генераторы

При проведении радиотехнических измерений невозможно обойтись без многофункциональных приборов: частотомера, генератора со свип-режимом (режим изменения частоты в заданном диапазоне) или генератора со встроенным частотомером. Весь набор таких при-

боров представлен в серии так называемых функциональных генераторов сигналов специальной или произвольной формы.

Основные характеристики функционального генератора:

- форма сигнала — прямоугольная, треугольная, синусоидальная, ТТЛ-импульс;
- режим SWEEP (качение частоты), глубина качание частоты от 1:1 до 1:100, частота качание — от 0.2 Гц до 100 Гц, режимы качание частоты: внутренний/внешний, линейный;
- выходной аттенюатор —20 дБ;
- выходное сопротивление 50 Ом;
- максимальная амплитуда выходного сигнала 20 В (10 В на 50 Ом);
- встроенный частотомер.

Генераторы отличаются малыми габаритами и массой, выполнены в пластмассовом корпусе хорошего дизайна, имеют удобные органы управления, высокую надежность и прекрасные характеристики.

2.2. Описание лабораторной работы № 2

В ходе выполнения работы изучаются цифровой запоминающий осциллограф TDS2002, функциональный генератор сигналов произвольной формы AFG-8210, мультиметр МУ-65 и методики измерения сигналов и электрических величин на их основе.

Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 2

Для начала следует внимательно прочитать раздел «1. Общие сведения» настоящего практикума.

Ознакомиться с руководствами к приборам, используемым в данной лабораторной работе:

- руководством пользователя «Цифровые запоминающие осциллографы серии TDS1000 и TDS2000» для TDS 2002;
- руководством по эксплуатации «AFG3021B. Генератор сигналов произвольной формы».

Изучить методики измерений, изложенные в руководстве на TDS 2002. Рекомендуется самостоятельно изучить ход выполнения работы в лаборатории. Зарисовать в лабораторную тетрадь схему измерения коэффициента передачи резистивного делителя по п. 6 задания для выполнения лабораторной работы № 2.

Ответить на вопросы к лабораторной работе.

Все необходимые для самостоятельной подготовки методические материалы расположены на сервере кафедры ЭФ в разделе «учеба».

Задание для выполнения лабораторной работы

1. Изучить элементы управления и сведения, отображаемые на экране передней панели цифрового осциллографа TDS 2002:

- основные органы управления, их расположение и назначение;
- функциональные кнопки меню;
- органы управления вертикальной разверткой;
- органы управления горизонтальной разверткой;
- органы управления генератором развертки;
- экран осциллографа, для этого включить осциллограф, дождаться окончания автоматического тестирования (установить режим STOP кнопкой STOP);
- изучить систему меню, выбрав последовательно кнопки Asquire (сбор отсчетов), Measure (измерения), Cursor (курсор), Display (отображение), а также кнопку RUN/STOP запуска и останова регистрации сигнала.

2. Изучить элементы управления и сведения, отображаемые на экране передней панели генератора AFG3021B:

- органы управления формой сигнала;
- органы управления параметрами сигнала, их расположение и назначение;
- изучить экран генератора AFG3021B, для этого включить генератор с 50-омной нагрузкой на выходе;
- изучить систему меню генератора.

3. Исследовать параметры сигналов генератора AFG3021B с помощью цифрового осциллографа TDS 2002. Для этого подключить пробник канала CH1 к выходному кабелю генератора, соединив попарно

черные зажимы общих выводов и сигнальный зажим пробника с красным выводом кабеля генератора.

3.1. Выполнить измерения параметров синусоидального сигнала генератора частотой 10, 100 Гц; 1, 10, 100; 1, 10 МГц и максимальной амплитудой 10 В. Для этого каждый раз последовательно устанавливать ручкой SEC/DIV (Сек/дел) горизонтальной развертки коэффициент отклонения равным **половине периода** входного колебания, режим автоматических измерений MEASURE (измерения), запуск регистрации RUN и остановку режима регистрации STOP. (ⓘ Во всех измерениях считывание результатов проводить при остановленном наборе!) Занести результаты в виде таблицы в лабораторную тетрадь.

3.2. Выполнить измерения параметров пилообразной (треугольного) сигнала частотой 10, 100 Гц; 1, 10, 100 кГц; 1, 10 МГц и максимальной амплитудой 10 В. Для этого каждый раз последовательно устанавливать ручкой SEC/DIV (Сек/дел) горизонтальной развертки коэффициент отклонения равным **половине периода** входного колебания, режим автоматических измерений MEASURE, запуск регистрации RUN и остановку режима регистрации STOP. (ⓘ Во всех измерениях считывание результатов проводить при остановленном наборе!) Занести результаты в виде таблицы в лабораторную тетрадь.

3.3. Выполнить измерения параметров прямоугольного сигнала частотой 10, 100 Гц; 1, 10, 100 кГц; 1, 10 МГц и максимальной амплитудой 10 В. Для этого каждый раз последовательно устанавливать ручкой SEC/DIV (Сек/дел) горизонтальной развертки коэффициент отклонения равным **половине периода** входного колебания, режим автоматических измерений MEASURE (измерения), запуск регистрации RUN и остановку режима регистрации STOP. (ⓘ Во всех измерениях считывание результатов проводить при остановленном наборе!) Занести результаты в виде таблицы в лабораторную тетрадь.

3.4. Установить импульсный сигнал генератора. Задать длительность положительного импульса 1 мкс для частоты 100 кГц и длительности периода 10 мкс (коэффициент заполнения равен 10 %). Амплитуду импульса установить максимальной 10 В. Измерить длительности положительного, отрицательного интервалов и периода последовательности в режиме автоматических измерений MEASURE (измерения) этих величин. Для увеличения в 10 раз длительностей положительного, отрицательного интервалов и периода последовательности установить частоту генератора 10 кГц и повторить измерения. Занести описание

методики и результаты в виде таблицы в лабораторную тетрадь. Изменить полярность импульса (установить коэффициент заполнения 90 %) и повторить установки и измерения по данному пункту.

Для последнего случая изменить место поиска события запуска: нажать кнопку меню **Trigger** (запуск), выбрать **Edge** (синхронизация по фронту), а затем выбрать в **Slope** (наклон) **Rising** (нарастающий) или **Falling** (спадающий). Нарисовать в журнале осциллограмму и указать положение сигнала относительно нулевой временной отметки для случаев **Rising** (нарастающий) или **Falling** (спадающий).

4. Изучить режим выделения сигнала из шума. Выполнить измерения амплитуды прямоугольного сигнала генератора частотой 100 кГц и максимальной амплитудой 10 В. Уменьшить амплитуду прямоугольного сигнала генератора до ее значения 100 мВ и повторить измерение. Использовать режимы масштабирования ручкой **VOLTS/DIV** и автоматических измерений **MEASURE** (измерения). Выбрать режим понижения уровня шума кнопками **Acquire** (сбор отсчетов) и **Average** (режим усреднения). Нажать кнопку числа усреднений **Averages** и наблюдать за изменением отображаемого на экране сигнала в зависимости от количества усреднений. Провести автоматические измерения для значений амплитуд прямоугольного сигнала генератора 10, 1 В; 100 мВ и режимов **SAMPLE** и **AVERAGE** в меню **ACQUIRE**. Занести результаты автоматических измерений в лабораторную тетрадь.

5. Курсорные измерения параметров сигналов генератора.

5.1. Выполнить курсорные измерения амплитуды прямоугольного сигнала частотой 100 кГц для минимального (100 мВ), среднего (1 В) и максимального уровня амплитуды (10 В). Нажать кнопку **Cursor** (курсор) и в меню функциональной кнопки **Type** (тип) выбрать значение **Voltage** (напряжение). Повернуть ручку **CURSOR1** для отображения напряжения в точке курсора 1 и ручку **CURSOR2** для отображения напряжения в точке курсора 2. При измерениях использовать режим понижения уровня шума **AVERAGE** и масштабирования ручкой **VOLTS/DIV**. Провести курсорные измерения амплитуды и сравнить их результаты с результатами автоматических измерений **MEASURE**. Занести описание методики и результаты в виде таблицы в лабораторную тетрадь.

5.2. Выполнить курсорные измерения временных параметров прямоугольного сигнала частотой 100 кГц и максимальной амплитудой 10 В:

- длительности положительного и отрицательного полупериодов;
- периода и частоты колебания;
- времени нарастания и времени спада (автоматически).

Нажать кнопку **Cursor** (курсор) и в меню функциональной кнопки **Type** (тип) выбрать значение **Time** (время). Повернуть ручку **CURSOR1** для отображения времени в точке курсора 1 и ручку **CURSOR2** для отображения времени в точке курсора 2. При измерениях использовать режим понижения уровня шума **AVERAGE** и масштабирования ручками **VOLTS/DIV** и **SEC/DIV**. Занести описание методики и результаты измерений в виде таблицы в лабораторную тетрадь.

6. Следующее измерение выполняется по указанию преподавателя. Собрать на макетной плате схему резистивного делителя из лабораторной работы № 1. Измерить коэффициент передачи резистивного делителя по методике, приведенной в руководстве пользователя «Цифровые запоминающие осциллографы серии TDS1000 и TDS2000», измерение двух сигналов (с. 41)» для входных сигналов синусоидальной и прямоугольной формы частотой 1, 10 кГц; 100 кГц и амплитудой 1 В. Занести описание методики и результаты измерений в виде таблицы в лабораторную тетрадь.

Требования к отчету

Отчет выполняется индивидуально каждым студентом в соответствии с требованиями стандарта предприятия СТП УрФУ и должен содержать следующие разделы

- 1) название и цель работы;
- 2) краткую характеристику лабораторного оборудования — виды измерений, диапазоны, погрешности, основные показатели;
- 3) результаты теоретических расчетов;
- 4) краткое описание методик измерения и их результаты по каждому пункту рабочего задания;
- 5) оценку погрешностей;
- 6) заключение.

Вопросы по лабораторной работе № 2

1. Назовите виды современных осциллографов. К какому из них относится TDS 2002?
2. Какие формы сигналов генерирует функциональный генератор AFG3021B?
3. Как изменить полярность сигнала функционального генератора AFG3021B?
4. Какие электрические величины измеряет портативный мультиметр MY-65?
5. Какие виды измерений реализованы в цифровом осциллографе TDS 2002?
6. Назовите три метода измерения амплитуды колебания в TDS 2002. Какой из них обладает меньшей погрешностью?
7. Как измерить с помощью TDS 2002 и AFG3021B значение коэффициента передачи резистивного делителя? Нарисуйте схему измерения.
8. Как измерить с помощью TDS 2002 длительность фронта импульса AFG3021B?
9. Как снизить уровень случайного шума на экране осциллографа TDS 2002?
10. Какова погрешность измерения напряжения портативным мультиметром и от чего она зависит?

Рекомендуемый библиографический список

1. Руководство пользователя. Цифровые запоминающие осциллографы серии TDS1000 и TDS2000 071-1074-02. — URL: http://www.kaf8.ru/wp-content/uploads/2013/08/TDS2002B_Manual.pdf (дата обращения: 10.02.2020). — Загл. с титул. экрана.
2. Руководство по эксплуатации. Серия AFG3000 и AFG3000C. Генераторы произвольных функций. — URL: https://skomplekt.com/files/category_14988/instr_c14988_1.pdf (дата обращения: 10.02.2020). — Загл. с титул. экрана.

3. Мультиметр МУ-65. Инструкция по эксплуатации. — URL: <https://www.testers.ru/upload/iblock/7cb/my65n.pdf> (дата обращения: 10.02.2020). — Загл. с титул. экрана.
4. Афонский, А. А. Современные осциллографы: возможности выбора / А. А. Афонский // Контрольно-измерительные приборы и системы. — 2001. — № 5. — С. 17.
5. Куликов, В. А. Развитие осциллографической техники компаний «Tektronix» / В. А. Куликов // Контрольно-измерительные приборы и системы. — 1998. — № 6. — С. 18.
6. Михайлов, А. Технические характеристики портативных цифровых мультиметров / А. Михайлов // Контрольно-измерительные приборы и системы. — 1997. — № 4. — С. 15.

3. Линейные цепи аналоговых электронных устройств

Цель работы — изучить свойства простейших линейных цепей — линейных моделей электронных устройств, усвоить их схемотехнику, характеристики, методы расчета и измерения параметров. Усвоить элементную базу пассивных компонентов, систему их обозначений в технической документации, приобрести навыки работы с реальными компонентами и схемами на их основе.

3.1. Общие сведения и расчетные формулы

Преобразование сигналов с помощью сложных электронных схем может быть сведено к последовательности элементарных преобразований более простыми цепями, образующими эквивалентные схемы замещения. Эквивалентные схемы могут быть составлены с применением активных и пассивных двухполюсников и четырехполюсников (каждых по 5 типов).

Выделяют следующие основные классы цепей и элементов:

- линейные цепи с постоянными параметрами;
- линейные цепи с переменными параметрами;
- нелинейные цепи.

Цепь линейна, если выполняются следующие условия:

- элементы, входящие в нее, не зависят от внешней силы (тока, напряжения), действующей на цепь, и параметры их постоянны;
- цепь подчиняется принципу суперпозиции (наложения).

Принцип наложения лежит в основе спектрального и операторного методов анализа переходных процессов в линейных цепях, а также метода интеграла наложений (интеграла Дюамеля). При-

меняя принцип наложения, любые сложные сигналы при передаче через линейные цепи можно разложить на простые, более удобные для анализа сигналы;

- в цепях с постоянными параметрами не возникает колебаний новых частот. Такие цепи применяют для преобразований, не связанных с трансформацией спектра, — усиления, частотной фильтрация и т. д.

При анализе передачи сигналов через линейные цепи используют соотношение

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(y)g(t-y) \cdot dy = \int_{-\infty}^{\infty} f(t-y)g(y) \cdot dy = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega)G(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega,$$

где $f(y)$ — входной сигнал; $g(y)$ — импульсная характеристика цепи; $F(\omega)$ — спектральная плотность сигнала; $G(\omega)$ — частотная функция (коэффициент) цепи.

Комплексный в общем случае коэффициент передачи линейного активного четырехполюсника $K(j\omega)$ является исчерпывающей характеристикой цепи в частотной области.

$$K(j\omega) = K(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}.$$

Модуль $K(\omega)$ называют амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), а аргумент $\varphi(\omega)$, зависящий от частоты, — фазочастотной характеристикой (ФЧХ) цепи.

Другой исчерпывающей характеристикой четырехполюсника является его импульсная характеристика, которая используется для описания цепи во временной области.

Для линейных цепей (активных или пассивных) под $g(t)$ понимают отклик цепи на входное воздействие в виде δ -функции (символа Кронекера). Связь между функциями цепи задается в виде уравнений:

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega,$$

$$K(j\omega) = \int_0^{\infty} g(t) \cdot e^{-j\omega t} dt.$$

Как и при представлении сигналов на плоскости комплексной частоты, в теории цепей широко распространено понятие передаточной функции, рассматриваемой как преобразование Лапласа от функции $g(t)$,

$$K(p) = \int_0^{\infty} g(t) \cdot e^{-pt} dt.$$

Переходная функция (характеристика) цепи $h(t)$ представляет собой отклик на входное воздействие в виде единичного скачка напряжения

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{p} K(p) \cdot e^{pt} dp.$$

При анализе передачи импульсных сигналов через линейные цепи применяют характеристические функции времени $g(t)$ и $h(t)$ (импульсная характеристика в качестве функции веса в интеграле свертки и переходная, представляющая зависимость от времени мгновенного значения коэффициента передачи цепи) и по характерным особенностям этих функций получают количественную информацию о свойствах линейных цепей.

При анализе нелинейных цепей, содержащих нелинейные активные элементы, в линейных функциональных устройствах проводят линеаризацию характеристик в окрестности рабочей точки, а затем производят их расчет по линеаризованной модели (схеме замещения). Наиболее часто встречающиеся линейные цепи представлены на рис. 3.1.

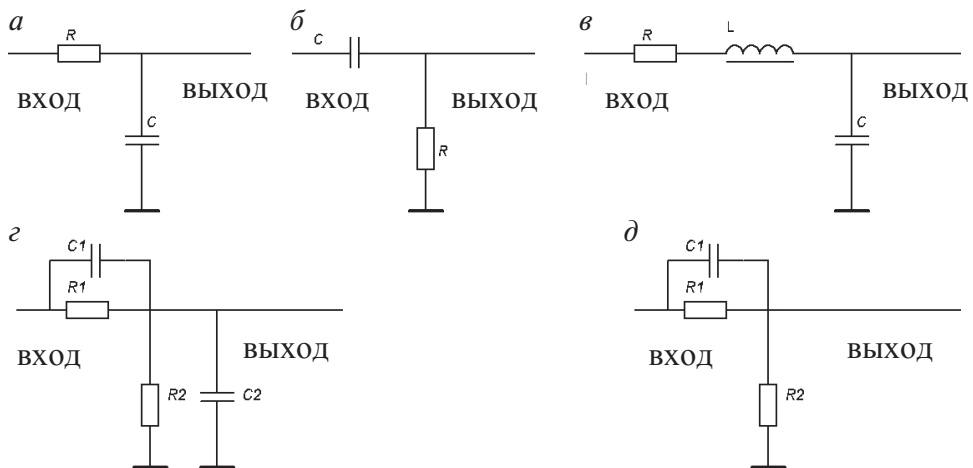


Рис. 3.1. Пассивные линейные цепи:

а — интегрирующая RC-цепь; *б* — дифференцирующая CR-цепь; *в* — RLC-цепь второго порядка; *г* — частотно-компенсированный делитель (с компенсацией полюса нулем);
д — CR-цепь дифференцирования с компенсацией полюса нулем

Для расчета наиболее распространенных (типовых) линейных цепей используют следующие выражения и расчетные формулы.

Характеристики интегрирующей RC-цепи.

- Комплексный коэффициент передачи и передаточная функция цепи:

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega \cdot \tau};$$

$$K(p) = \frac{1}{1 + p\tau},$$

$$\tau = RC,$$

где τ — постоянная времени RC-цепи.

- Амплитудно-частотная характеристика

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}.$$

- Фазочастотная характеристика

$$\varphi(\omega) = -\arctg(\omega\tau).$$

- Переходная характеристика

$$h(t) = \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \cdot 1(t).$$

- Импульсная характеристика

$$g(t) = \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot 1(t).$$

- Верхняя граничная частота полосы пропускания

$$f_B = \frac{1}{2\pi\tau}. \quad (3.1)$$

- Длительность фронта (время нарастания) переходной характеристики

$$t_\Phi = 2.2\tau. \quad (3.2)$$

- Время установления с погрешностью δ

$$t_{уст} = \tau \ln \frac{1}{\delta},$$

где δ — относительная погрешность установления выходного напряжения цепи.

Связь между длительностью фронта (временем нарастания) переходной характеристики цепи и верхней граничной частотой ее полосы пропускания

$$f_B = \frac{0.35}{t_\Phi}. \quad (3.3)$$

Характеристики дифференцирующей CR-цепи.

- Комплексный коэффициент передачи и передаточная функция:

$$K(j\omega) = \frac{j\omega \cdot \tau}{1 + j\omega \cdot \tau};$$

$$K(p) = \frac{p\tau}{1 + p\tau},$$

$$\tau = RC,$$

где τ — постоянная времени CR-цепи.

- Амплитудно-частотная характеристика

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2}}.$$

- Фазочастотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{1}{\omega\tau}\right).$$

- Переходная характеристика

$$h(t) = e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot 1(t).$$

- Импульсная характеристика

$$g(t) = \delta(t) - \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot 1(t).$$

- Нижняя граничная частота полосы пропускания

$$f_H = \frac{1}{2\pi\tau}.$$

- Относительный спад вершины переходной характеристики

$$\Delta = \frac{h(0) - h(t_{\text{и}})}{h(0)} = \frac{1 - e^{-\frac{t_{\text{и}}}{\tau}}}{1} \approx \frac{t_{\text{и}}}{\tau}, \quad (3.4)$$

если $\frac{t_{\text{и}}}{\tau} \ll 1$.

Связь между спадом вершины переходной характеристики и нижней граничной частотой полосы пропускания цепи:

$$f_{\text{Н}} = \frac{\Delta}{2\pi t_{\text{и}}}. \quad (3.5)$$

Характеристики RLC-цепи второго порядка.

- Комплексный коэффициент передачи и передаточная функция:

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega \cdot T_1 + (j\omega)^2 T_2^2} = \frac{1}{1 + j\omega \cdot RC + (j\omega)^2 LC};$$

$$K(p) = \frac{1}{1 + pT_1 + p^2T_2^2} = \frac{1}{1 + p \cdot 2\frac{\zeta}{q} + p^2 \cdot \frac{1}{q^2}} = \frac{1}{1 + p \cdot \frac{1}{Q\omega_0} + p^2 \cdot \frac{1}{\omega_0^2}};$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{T_2} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = q,$$

где ω_0 — резонансная частота колебательной цепи без потерь ($R = 0$), частота свободных колебаний;

$$\zeta = \frac{T_1}{2T_2} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}};$$

$$\omega_p = 2\pi f_p = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} = \lambda,$$

где ω_0 — резонансная частота колебательной цепи с потерями ($R = \text{const}$), частота затухающих колебаний в цепи;

добротность колебательной цепи

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\zeta};$$

максимум АЧХ колебательной цепи

$$K_M = \frac{Q}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}};$$

частота максимума АЧХ

$$\omega_M = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}.$$

Условием возникновения колебательного режима в цепи (комплексные корни характеристического уравнения) является выполнение требований:

$$\zeta < 1;$$

$$T_1 < 2T_2;$$

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

- Амплитудно-частотная характеристика

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\omega}{Q\omega_0}\right)^2}}.$$

- Фазочастотная характеристика

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} \left(\frac{\frac{\omega}{Q\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \right).$$

- Переходная характеристика

$$h(t) = \left[1 - e^{-\gamma t} \left(\cos \lambda \cdot t + \frac{\gamma}{\lambda} \sin \lambda \cdot t \right) \right] \cdot 1(t),$$

где $\gamma = \frac{\lambda}{\pi} \ln \frac{A_1}{A_2}$, $\gamma = \zeta q = \frac{\omega_0}{2Q}$.

- Импульсная характеристика

$$g(t) = \frac{q^2}{\lambda} e^{-\gamma t} \sin \lambda \cdot 1(t),$$

$$\gamma = \frac{\lambda}{\pi} \ln \frac{B_1}{B_2}.$$

- Связь периода колебаний на вершине переходной характеристики RLC-цепи и ее резонансной частоты

$$T_p = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{\omega_p}.$$

- Связь относительных амплитуд выбросов колебаний на вершине переходной характеристики RLC-цепи и добротности колебательной RLC-цепи

$$Q = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\omega_0}{\omega_p} \right) \frac{1}{\ln \frac{A_1}{A_2}} \approx \frac{\pi}{2} \frac{1}{\ln \frac{A_1}{A_2}}. \quad (3.6)$$

Характеристики частотно-компенсированного делителя.

- Комплексный коэффициент передачи и передаточная функция:

$$K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + j\omega \cdot T_1}{1 + j\omega \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} T_2 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} T_1 \right)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + j\omega \cdot T_1}{1 + j\omega \cdot T_{\text{ЭКВ}}},$$

$$K(p) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + pT_1}{1 + p \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} T_2 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} T_1 \right)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + pT_1}{1 + pT_{\text{ЭКВ}}},$$

$$\text{где } T_1 = R_1 C_1; T_2 = R_2 C_2; T_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} T_2 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} T_1 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2).$$

- Переходная характеристика

$$h(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left[1 + \left(\frac{T_1}{T_{\text{ЭКВ}}} - 1 \right) e^{-\frac{t}{T_{\text{ЭКВ}}}} \right] \cdot 1(t).$$

- Условие p - z компенсации

$$T_1 = T_2 = T_{\text{ЭКВ}}.$$

Если условие компенсации выполнено, то комплексный коэффициент передачи определяется только по сопротивлениям R_1 и R_2 и не зависит от частоты

$$K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = K_0,$$

а переходная характеристика не зависит от времени

$$h(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot 1(t).$$

Характеристики CR-цепи дифференцирования с компенсацией полюса нулем.

- Передаточная функция

$$K(p) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + pCR_1}{1 + pC \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} = k \frac{1 + pT_1}{1 + pT_{\text{ЭКВ}}}.$$

$$T_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot C1.$$

- Входной сигнал экспоненциальной формы

$$U_{\text{ВХ}}(t) = U_m e^{\frac{1}{\tau} t} \cdot 1(t).$$

- Условие p - z компенсации

$$\tau = T_1 = R_1 C_1.$$

- Выходной сигнал при выполнении условия p - z компенсации характеризуется единственной постоянной времени $T_{\text{ЭКВ}} < \tau = T_1$:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_m k e^{\frac{1}{T_{\text{ЭКВ}}} t} \cdot 1(t).$$

3.2. Описание лабораторной работы № 3

Теоретические данные о характеристиках изучаемых в практикуме схем следует дополнить полученными экспериментально результатами исследования их макетов, для этого исследуемые схемы следует собрать из реальных компонентов на макетной плате.

Для выполнения разъемных соединений между элементами исследуемых в лабораторном практикуме схем применяют специальные соединители, конструктивно объединенные в единую макетную плату. Плата GL-36 показана на рис. 3.2. На ней размещены поля контактных гнезд, объединенные в группы и имеющие между собой электрическое соединение.

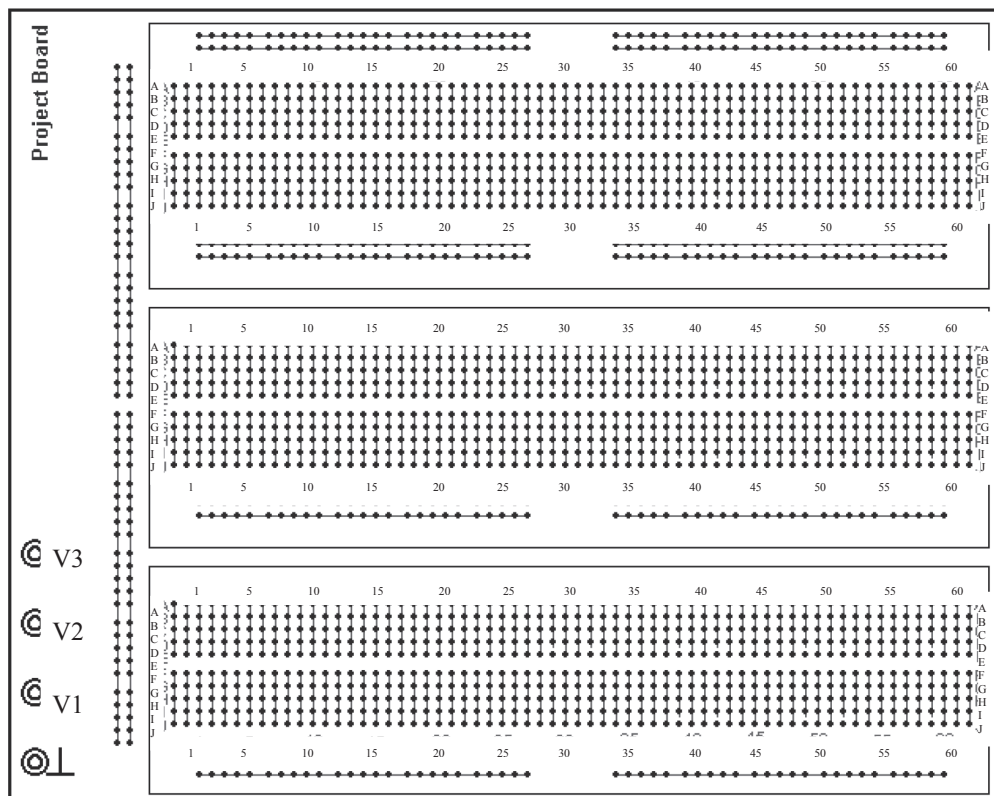


Рис. 3.2. Макетная плата GL-36

На плате используются соединения двух типов. Контактные группы, имеющие буквенно-цифровое обозначение, электрически объединены по пять гнезд, расположены вертикально и имеют обозначение A-B-C-D-E и F-G-H-I-J. Соседние вертикали этих полей имеют числовую нумерацию и электрически изолированы. Они образуют основное макетное поле, на котором размещают компоненты электрической схемы. Горизонтально расположенные между этими полями линейки контактов объединены в группы по 25 гнезд в каждой, элек-

трически связанных между собой. Линеек имеется по четыре в каждом горизонтально расположенном поле. Таких полей два — снизу и сверху от основного поля. Их следует использовать для организации шин цепей питания и общих шин нулевого потенциала. Рассмотренные соединители образуют базовый блок макетной платы. В лабораторном практикуме используются макетные платы двух типов: GL-36 и GL-48. Плата GL-36 содержит три таких блока. На плате GL-48 этих блоков четыре. Слева от макетного поля вертикально расположены 25-контактные линейки: четыре для GL-36 и восемь для GL-48.

На макетной плате установлены четыре клеммы, каждая с прижимной откручивающейся гайкой, армированной пластиком. Нижняя клемма обозначена знаком «земля» и используется для присоединения общего провода генератора, осциллографа и источника питания. Верхняя клемма *I3* используется для подключения сигнального провода генератора. Клемма *I2* служит для подключения к источнику питания положительной полярности, а клемма *I1* — к другому источнику питания отрицательной полярности (при использовании в схеме биполярного питания). Соединения клемм с соответствующими точками собранной схемы производят с помощью внешних проводников минимальной длины, каждый из которых вставляется в отверстие клеммы и закрепляется гайкой.

В ходе выполнения работы исследуются линейные цепи, схемы которых представлены на принципиальной схеме (рис. 3.3) и в перечне элементов к ней (табл. 3.1). Исследуемая цепь собирается на макетной плате типа GL-36 или GL-48. Элементы следует располагать в полном соответствии с рекомендованной топологией, представленной на рис. 3.4. Для присоединения элементов к узлу используют внутриплатные соединения и проводниковые перемычки, которые должны иметь минимальную длину. При сборке схемы следует быть особо внимательным, чтобы избежать ошибок в схеме. Собранную цепь следует тщательно проверить на соответствие принципиальной схеме. После проверки к исследуемой схеме нужно подключить генератор и осциллограф в следующей последовательности.

Сначала общий провод кабеля генератора (черного цвета) следует присоединить к общей шине макетной платы (проводник, закрепленный вдоль края макетной платы). Сигнальный провод кабеля генератора (красного цвета) следует подключить к клемме *I3* и соединить проводником с входным узлом *INP* исследуемой цепи. Перед подклю-

чением осциллографа к точкам исследуемой схемы необходимо установить пробники *P2200* осциллографа в положение 10X (коэффициент передачи 1:10). Для подключения осциллографа сначала общий провод каждого входного пробника осциллографа следует присоединить к общей шине макетной платы, а затем сигнальный вход пробника осциллографа следует зафиксировать в исследуемом узле схемы. Вход пробника первого канала *CH1* осциллографа нужно подключить ко входу *INP* изучаемой схемы, а вход пробника второго канала *CH2* — к ее выходу *OUT*.

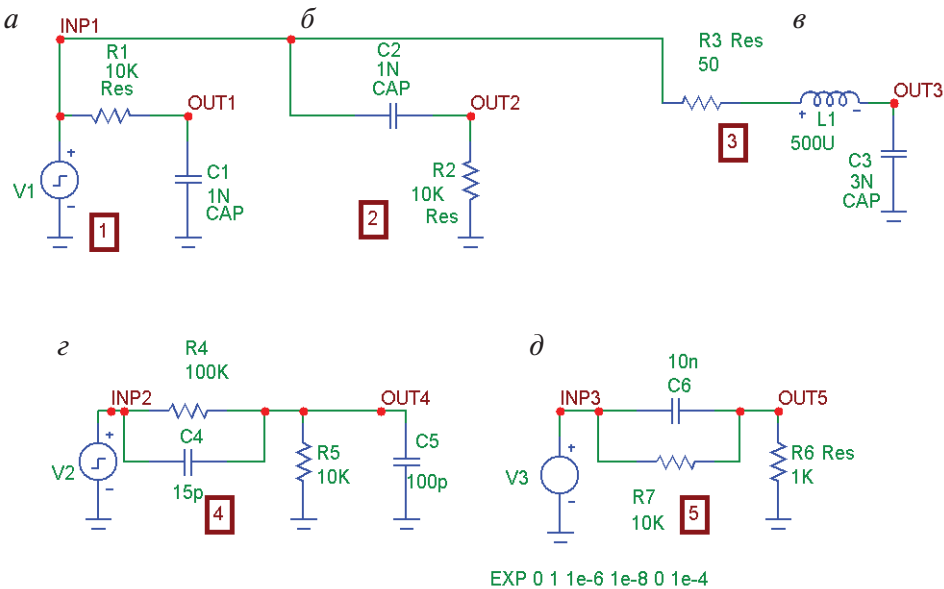


Рис. 3.3. Пассивные линейные цепи лабораторной работы № 3:
а — интегрирующая RC; б — дифференцирующая CR; в — RLC-цепь;
г — частотно-компенсированная; д — дифференцирующая с *p-z* компенсацией

Таблица 3.1

Перечень элементов к схеме САУ_ЛР № 3

Обозначение	Наименование	Количество	Примечание
Конденсаторы			
C1, C2	K10-17-а- M1500 1000 пФ + –10 %	2	—
C3	K10-17-а-M1500 3000 пФ + –10 %	1	—
C4	КТ4-21 а-4/20 пФ	1	—

Окончание табл. 3.1

Обозначение	Наименование	Количество	Примечание
C5	K10-17-a-M47 100 пФ $\pm 10\%$	1	—
C6	KM-6-H30 0,01 мкФ	1	Доп. задание
Дроссели			
L1	ДМ-0,1–500 мкГн $\pm 5\%$	1	—
Резисторы			
R1, R2	C2-23-0,125 Вт –10 кОм $\pm 5\%$	2	—
R3	C2-29-0,125 Вт –49,9 Ом $\pm 1\%$	1	—
R4	C2-29-0,125 Вт –100 кОм $\pm 1\%$	1	—
R5	C2-23-0,125 Вт –10 кОм $\pm 5\%$	1	—
R6	C2-23-0,125 Вт –1 кОм $\pm 5\%$	1	Доп. задание
R7	C2-23-0,125 Вт –10 кОм $\pm 5\%$	1	Доп. задание
R8	C2-23-0,125 Вт –1 кОм $\pm 5\%$	1	Заменить R1
R9	C2-23-0,125 Вт –100 кОм $\pm 5\%$	1	Заменить R2
R10	C2-23-0,125 Вт –100 Ом $\pm 5\%$	1	Добавить к R3

Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 3

Рассчитать по формулам величины.

1. Для RC-цепи: τ , t_{Φ} , $t_{уст1}\%$, f_B .
2. Для CR-цепи: τ , t_{Φ} , при $\Delta = 0.15$, f_H .
3. Для RLC-цепи: Q , $f_p = \omega_p/2\pi$, T_p , условие колебательного режима.
4. Для цепи ЧКД (по заданию преподавателя): K_0 , $h(0)$, C_4 при $C_5 = 100$ пФ.

В системе Micro-CAP6 провести моделирование характеристик исследуемых цепей, используя для этого файл схем LAB3_RLC.CIR из каталога DATA_LAB. Для изменения значений элементов R1, R2, R3, C4 использовать многовариантный режим расчетов *Stepping*.

Провести измерение рассчитанных выше по 1–4 величин, используя режим электронного курсора. Результаты занести в лабораторную тетрадь.

Скопировать в рабочий журнал графики АЧХ и ПХ цепей 1–4 и использовать их в качестве теоретических зависимостей.

На временных диаграммах в т. OUT3 RLC-цепи для каждого значения R3 измерить величины:

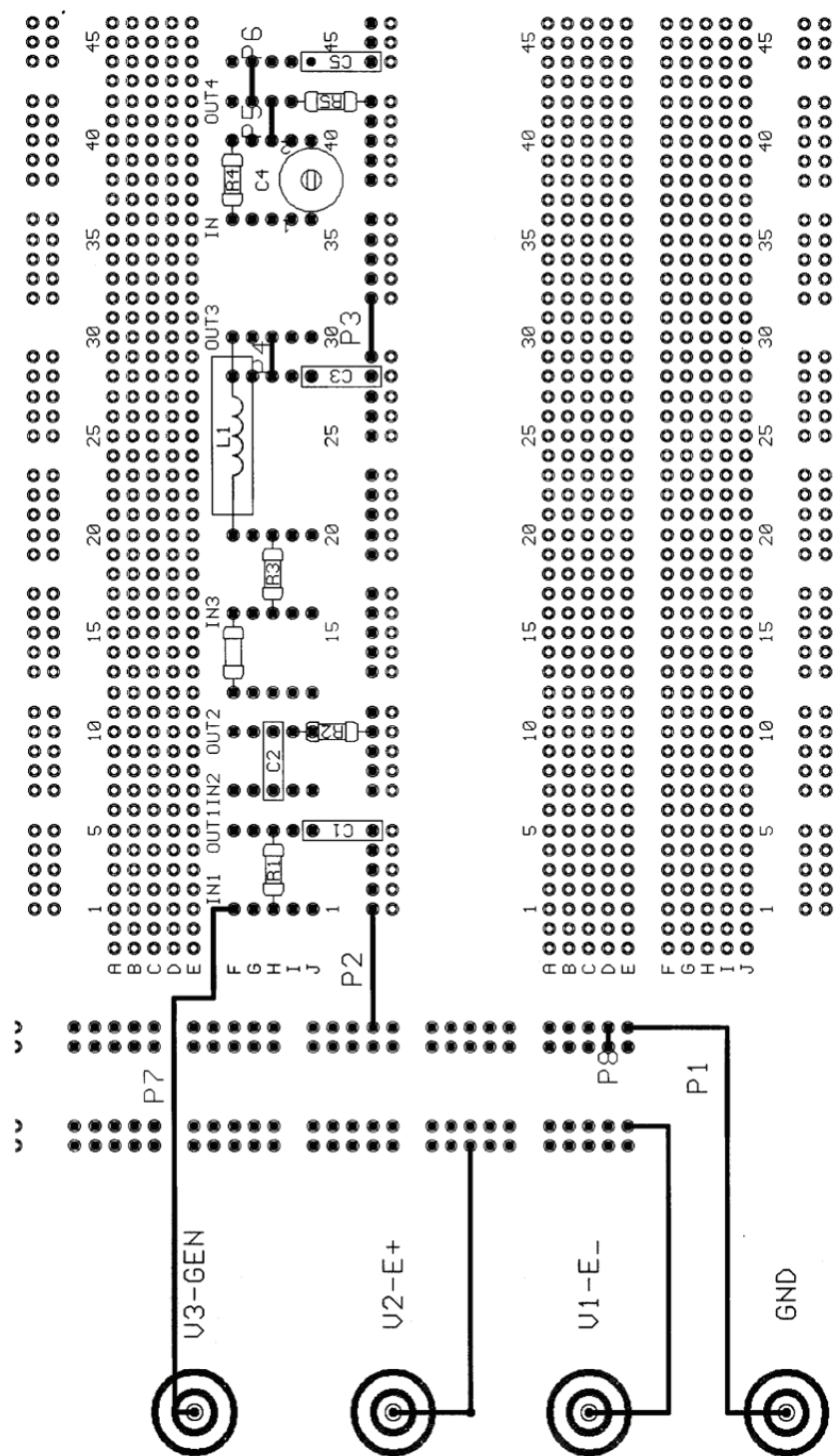


Рис. 3.4. Размещение элементов схемы лабораторной работе № 3 на макетной плате GL-36

A_1 — амплитуду первого максимума ПХ относительно установившегося значения;

A_2 — амплитуду первого минимума ПХ относительно установившегося значения;

T_p — период колебаний на вершине ПХ (интервал между первым и вторым максимумами).

Результаты измерений занести в лабораторную тетрадь.

Задание для выполнения лабораторной работы

1. Исследовать свойства интегрирующей RC-цепи.

1.1. Собрать схему на основе принципиальной схемы рис. 3.3, перечня элементов к ней и схемы размещения (рис. 3.4). Занести в лабораторную тетрадь образец ссылки на элементы.

1.2. Измерить по точкам АЧХ $K(f)$ интегрирующей RC-цепи для $R_1 = 10$ кОм. Количество экспериментальных точек должно быть не менее десяти. Точки измерения расположить на логарифмической шкале частот, изменяя частоту в обе стороны от f_B не менее одной декады. Определить асимптоты АЧХ. Для этого измерить $K(f)$ на частотах 100 Гц и 1 МГц. Экспериментальные точки нанести на один график с теоретическими характеристиками (рис. 3.5), полученными при моделировании характеристик исследуемых цепей в системе Micro-CAP6 (см. подгл. 3.2). Заменить $R_1 = 10$ кОм на $R_1 = 1$ кОм. Для цепи с $R_1 = 1$ кОм экспериментально определить K_0 и f_B .

1.3. Оценить по переходной характеристике вносимые интегрирующей цепью искажения в прямоугольный входной сигнал. Для R_1 и R_8 измерить длительность фронта переходной характеристики, установив предварительно значением $t_{уст1}\%$. Занести результаты в лабораторную тетрадь. Рассчитать по формулам (3.2), (3.3) постоянную времени цепи и соответствующую ей верхнюю граничную частоту. Сравнить полученные результаты с теоретическими и сделать выводы.

2. Исследовать свойства дифференцирующей CR-цепи.

2.1. Собрать схему на основе принципиальной схемы рис. 3.3, перечня элементов к ней (см. табл. 3.1) и схемы размещения (рис. 3.4). Занести в лабораторную тетрадь образец ссылки на элементы из перечня элементов.

2.2. Измерить по точкам АЧХ дифференцирующей CR-цепи для $R2 = 10 \text{ кОм}$. Количество экспериментальных точек должно быть не менее десяти. Точки измерения расположить на логарифмической шкале частот, изменяя частоту в обе стороны от f_H не менее одной декады. Определить асимптоты. Для этого измерить $K(f)$ на частотах 100 Гц и 1 МГц. Экспериментальные точки нанести на один график с теоретическими характеристиками (рис. 3.5), полученными при моделировании характеристик исследуемых цепей в системе Micro-CAP6 (см. подгл. 3.2). Для цепи с $R9 = 100 \text{ кОм}$ экспериментально определить K_0 и f_H .

2.3. Оценить по переходной характеристике вносимые цепью искажения в прямоугольный входной сигнал. Для $R2$ и $R9$ измерить спад вершины переходной характеристики, установив длительность входного импульсного сигнала для получения скола $\Delta = 0.15$. (Поддерживать скважность временной последовательности импульсов $q = T/T_{\text{и}} = 10$.) Занести результаты в лабораторную тетрадь. Рассчитать по формулам (3.4) и (3.5) постоянную времени цепи и соответствующую ей нижнюю граничную частоту.

Сравнить полученные результаты с теоретическими и сделать выводы.

3. Исследовать свойства RLC-цепи (цепь второго порядка в колебательном режиме).

3.1. Собрать схему на основе принципиальной схемы рис. 3.3, перечня элементов к ней (см. табл. 3.1), и схемы размещения (рис. 3.4). Занести в лабораторную тетрадь образец ссылки на элементы из перечня элементов.

3.2. Измерить по точкам АЧХ RLC-цепи для $R3 = 50 \text{ Ом}$. Количество экспериментальных точек должно быть не менее десяти. Точки измерения расположить на логарифмической шкале частот, изменяя частоту в обе стороны от f_p не менее одной декады. Определить асимптоты. Для этого измерить $K(f)$ на частотах 100 Гц и 1 МГц. Экспериментальные точки нанести на один график с теоретическими характеристиками (рис. 3.5), полученными при моделировании характеристик исследуемых цепей в системе Micro-CAP6 (см. подгл. 3.2).

Для цепи с $R10 = 100 \text{ Ом}$ экспериментально определить K_p и f_p .

3.3. Оценить по переходной характеристике вносимые цепью искажения в прямоугольный входной сигнал. Для $R3 = 0$ (входной сигнал подается непосредственно на индуктивность, минуя сопротивле-

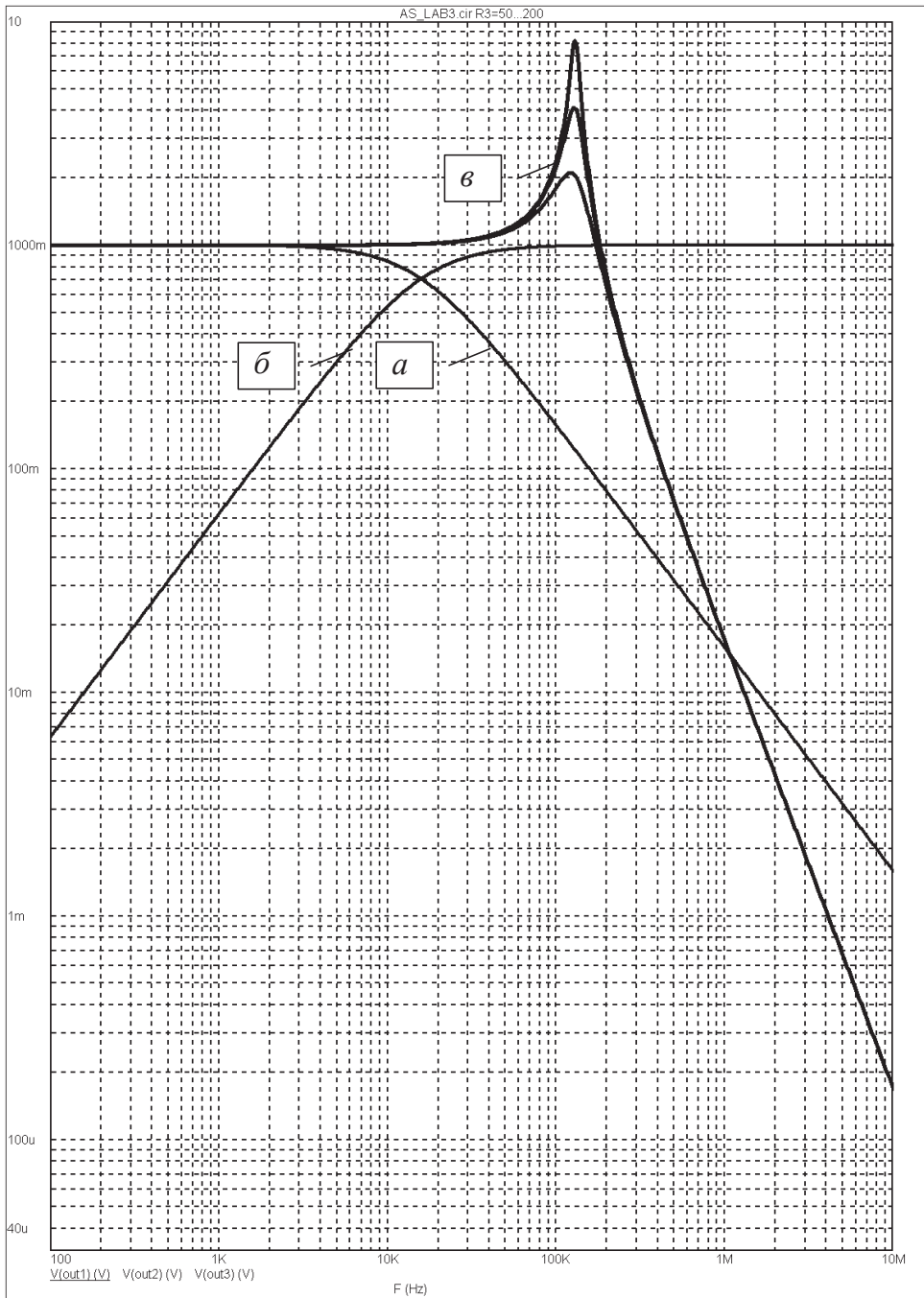


Рис. 3.5. Частотные характеристики исследуемых цепей:
a — интегрирующей RC-цепи; *б* — дифференцирующей CR-цепи и *в* — RLC-цепи

ние R_3), R_3 и R_{10} измерить параметры переходной характеристики T_p , A_1 , A_2 , установив длительность входного сигнала $T_{\text{и}} = (5 \dots 10) T_p$. Занести результаты в лабораторную тетрадь. Рассчитать добротность Q цепи по формуле (3.6) и соответствующую ей резонансную частоту f_p для каждого значения сопротивления затухания контура R .

Сравнить полученные результаты с теоретическими и сделать выводы.

4. Исследовать свойства цепи частотно — компенсированного делителя ЧКД (по дополнительному заданию преподавателя).

4.1. Собрать схему ЧКД на основе принципиальной схемы рис. 3.3, перечня элементов к ней, и схемы размещения (см. рис. 3.4). Занести в лабораторную тетрадь образец ссылки на новые элементы из перечня элементов.

4.2. Подать на вход ЧКД прямоугольный сигнал длительностью $5T_{\text{экв}}$.

Восстановить прямоугольную форму сигнала на выходе ЧКД. Для этого скомпенсировать подстройкой C_4 переходные искажения при делении входного сигнала.

Измерить параметры ЧКД при отсутствии переходных искажений:

- коэффициент передачи K_0 ;
- величины емкостей конденсаторов $C_4 = C_{4_{pz}}$ и C_5 с помощью мультиметра МУ65.

Рассчитать значение емкости нагрузки по формуле

$$C_H = C_4 \frac{R_4}{R_5} - C_5.$$

Зарисовать временные диаграммы выходного напряжения ЧКД для $C_{4_{\text{макс}}}$, $C_{4_{pz}}$, $C_{4_{\text{мин}}}$ и разместить их на одном графике.

Сравнить полученные результаты с теоретическими и сделать выводы.

Требования к отчету

Отчет выполняется индивидуально каждым студентом в соответствии с требованиями стандарта предприятия СТП УрФУ и должен содержать следующие разделы:

- 1) название и цель работы;

- 2) краткую характеристику лабораторного и измерительного оборудования;
- 3) результаты теоретических расчетов;
- 4) краткое описание методик измерения, экспериментальные результаты и результаты их обработки, их сравнение с теоретическими;
- 5) оценку погрешностей;
- 6) заключение.

Вопросы по лабораторной работе № 3

1. Назовите характеристики линейной электрической цепи и дайте их определения.
2. Дайте характеристику интегрирующей RC-цепи и назовите вносимые искажения в прямоугольный сигнал.
3. Дайте характеристику дифференцирующей CR-цепи и назовите вносимые искажения в прямоугольный сигнал.
4. Дайте характеристику RLC-цепи второго порядка и назовите вносимые искажения в прямоугольный сигнал.
5. Как влияет источник сигнала на свойства RLC-цепи второго порядка?
6. Как измерить время нарастания переходной характеристики цепи?
7. Как оценить спад переходной характеристики цепи?
8. Как по переходной характеристике RLC-цепи второго порядка определить ее резонансную частоту?
9. Как по переходной характеристике RLC-цепи второго порядка определить ее добротность?
10. Назовите основные характеристики сигнала.
11. Что такое скважность импульсной последовательности?
12. Как измерить входные параметры осциллографа? Приведите схему измерения.

Рекомендуемый библиографический список

1. Павлов, В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебник для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. — 2-е изд., испр. — Москва : Горячая линия-Телеком, 2001. — 320 с. — ISBN 5-93517-025-6.
2. Дахнович, А. А. Радиотехнические цепи сигналы : учебное пособие / А. А. Дахнович. — Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2009. — 176 с. — ISBN 978-5-8265-0833-6.
3. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / И. С. Гоноровский. — 4-е изд., перераб. и доп. — Москва : Радио и связь, 1986. — 512 с.
4. Разевиг, В. Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap6 / В. Д. Разевиг. — Москва : СОЛОН-Р, 2001. — ISBN 5-93517-026-4.

4. Стабилизация режима биполярного транзистора в усилительном каскаде

Цель работы: обеспечить стабильный статический режим работы биполярного транзистора в транзисторных схемах, изучить типовые схемы смещения активного элемента в усилительном каскаде, источники нестабильности статического режима, методику оценки нестабильности режима биполярного транзистора и схемные методы его стабилизации. Приобрести навыки работы с реальными компонентами и схемами на их основе.

4.1. Общие сведения и расчетные формулы

4.1.1. Причины нестабильности исходной рабочей точки усилительного элемента и цели стабилизации

С целью получить от транзистора необходимую амплитуду выходного колебания необходимо обеспечить нужный постоянный ток выходного электрода (коллектора, стока) и постоянное напряжение на нем в исходной рабочей точке. Вследствие зависимости от температуры, производственного разброса, а также по причине старения, характеристики и параметры усилительного элемента могут сильно меняться. Это приводит к изменению положения рабочей точки. Такая нестабильность особенно велика у биполярных транзисторов.

При увеличении тока коллектора, исходная рабочая точка A (рис. 4.1) на плоскости i_k, u_k перемещается по нагрузочной прямой 1 для постоянного тока, например, в точку A_1 . Здесь точка B нагрузочной прямой 2 для переменного тока, соответствующая вершинам полуволн, вышла за граничную точку B_1 активного режима. В этом случае усилительный каскад не может пропускать ток без искажений колебания с большими

амплитудами — верхние полуволны тока на рис. 4.1 частично отсекаются. Кроме того, из-за изменения рабочей точки изменяются параметры транзистора, а значит и усилительного каскада. Нестабильность рабочей точки биполярного транзистора может приводить также к его тепловой неустойчивости или саморазогреву вплоть до разрушения вследствие тепловой положительной ОС: увеличение тока коллектора нагревает транзистор, что еще больше увеличивает ток. Все это заставляет принимать специальные меры по стабилизации исходной рабочей точки.

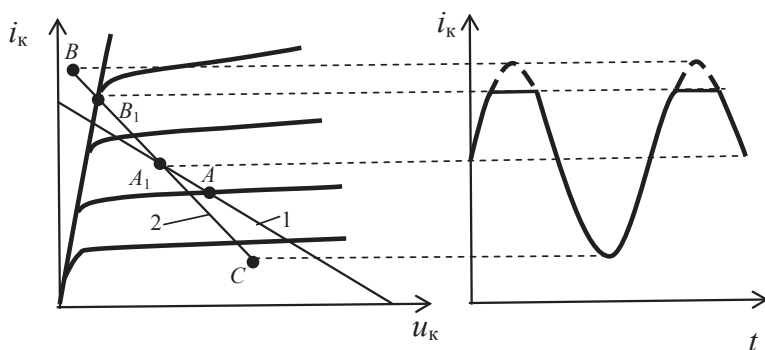


Рис. 4.1. Влияние нестабильности исходной рабочей точки на форму выходного тока биполярного транзистора:

a — нагрузочная прямая на ВАХ транзистора; b — форма выходного тока коллектора

Цель стабилизации — предотвращение сильных нелинейных искажений и тепловой неустойчивости транзисторов, а также уменьшение нестабильности параметров усилителя. Однако даже идеальная стабилизация рабочей точки не может полностью устранить нестабильность показателей усилителя, т. к. она вызывается не только нестабильностью рабочей точки, но и непосредственно изменением температуры, сменой и старением транзисторов. Нестабильность рабочей точки оценивают по нестабильности тока выходного электрода транзистора.

4.1.2. Источники нестабильности исходной рабочей точки биполярного транзистора и учет их вклада в суммарную нестабильность рабочего тока коллектора

В биполярном транзисторе наибольшее дестабилизирующее действие на ток коллектора оказывают изменения обратного тока $I_{КБО}$ коллекторного перехода, коэффициента усиления тока β , напряжения $U_{БЭ}$.

Обратный ток коллектора увеличивается с повышением температуры, удваиваясь на каждые 10 °С для германиевых и на каждые 5 °С для кремниевых транзисторов. Значение тока при любой температуре для германиевых и кремниевых транзисторов соответственно будет

$$I_{\text{КБО}}(t) = I_{\text{КБО}}(t_0) \cdot 2^{\frac{t-t_0}{10}},$$

$$I_{\text{КБО}}(t) = I_{\text{КБО}}(t_0) \cdot 2^{\frac{t-t_0}{5}}.$$

Изменение обратного тока коллектора при изменении температуры в интервале $t_2 - t_1$ определяется как

$$\Delta I_{\text{КБО}} = I_{\text{КБО}}(t_0) \cdot \left(2^{\frac{t_2-t_0}{5}} - 2^{\frac{t_1-t_0}{5}} \right).$$

Для маломощных кремниевых транзисторов обратный ток составляет сотые доли микроампера, и его дестабилизирующим влиянием на рабочую точку транзистора можно пренебречь.

У большинства транзисторов коэффициент усиления тока β при увеличении температуры возрастает со скоростью

$$\xi_\beta = \frac{\Delta\beta}{\beta} \frac{1}{\Delta T} \approx (0.5 \dots 1.5) \% / \text{K},$$

$$\beta = \sqrt{\beta_{\min} \beta_{\max}},$$

где β — номинальное значение коэффициента усиления тока при комнатной температуре.

Изменение коэффициента усиления тока β при изменении температуры в интервале $t_2 - t_1$ составляет

$$\Delta\beta = \xi_\beta \beta_{\max} (t_2 - t_1).$$

Более существенны изменения коэффициента усиления по току β , обусловленные его производственным разбросом (для транзисторов приводится в справочнике). Они составляют

$$\Delta\beta_{\text{ПР}} = \beta_{\max} - \beta_{\min}.$$

Напряжение база — эмиттер транзистора изменяется с ростом температуры, при смене транзистора и его старении. При повышении температуры оно уменьшается со скоростью примерно $\beta_U = -2.1 \text{ мВ/град.}$

Изменение напряжения база — эмиттер при изменении температуры в интервале $t_2 - t_1$ составляет

$$\Delta U_{БЭ} = \xi_U (t_2 - t_1).$$

Производственный разброс обычно составляет не более 50 мВ (для отдельных транзисторов он приводится в справочных данных на транзистор).

Для оценки нестабильности рабочей точки биполярного транзистора учитывают вклады всех перечисленных источников в изменение коллекторного тока. Повышение стабильности схемы достигают путем уменьшения изменения коллекторного тока.

Учет вклада обратного тока коллектора транзистора в схеме задания статического режима проводится по формулам:

$$\begin{aligned}\Delta I_{К1} &= N_I \cdot \Delta I_{КБО}; \\ N_I &= \frac{(R_6 + R_3)(1 + \beta)}{R_6 + R_3(1 + \beta)}, \\ N_I &= \frac{(1 + m)(1 + \beta)}{1 + m(1 + \beta)}, \\ m &= \frac{R_3}{R_6}, \\ m &= \frac{1 + \beta - N_I}{(1 + \beta)(N_I - 1)},\end{aligned}$$

где R_6 — внешнее сопротивление схемы, непосредственно соединенное с выводом базы транзистора; R_3 — внешнее сопротивление схемы в цепи эмиттера транзистора; m — коэффициент стабилизации схемы; N_I — коэффициент температурной нестабильности схемы.

Из приведенных формул следует, что чем больше коэффициент стабилизации схемы m , тем меньше ее коэффициент температурной нестабильности N_I и тем меньше нестабильность схемы при изменении обратного тока коллектора транзистора.

Учет вклада коэффициента усиления тока транзистора в схеме задания статического режима проводится по формуле

$$\Delta I_{К2} = N_I \frac{\Delta \beta}{\beta} \frac{I_{КР}}{1 + b}.$$

Учет вклада напряжения база — эмиттер транзистора в схеме задания статического режима проводится по формулам:

$$\Delta I_{K3} = S_{CX} \cdot \Delta U_{БЭ},$$

$$S_{CX} = -\frac{\beta}{R_6 + R_3(1 + \beta)},$$

где S_{CX} — чувствительность схемы к изменению напряжения база — эмиттер транзистора.

Для оценки изменения коллекторного тока при изменении температуры, а также при учете производственного разброса характеристик биполярного транзистора, все три вклада тока ΔI_{Ki} суммируют

$$\Delta I_K = \Delta I_{K1} + \Delta I_{K2} + \Delta I_{K3}.$$

4.1.3. Типовые схемы смещения и стабилизации (рис. 4.2) и их расчет

Для задания статического режима биполярного транзистора применяют схемы, представленные на рис. 4.2.

4.1.3.1. Расчетные формулы для нестабилизированной схемы с фиксированным током базы (схема рис. 4.2, а):

$$N_I = (1 + \beta);$$

$$S_{CX} = -\frac{\beta}{R_6}.$$

Режимные токи и напряжения транзистора в исходной рабочей точке:

$$I_{БР} = \frac{E_{П} - U_{БЭ}}{R_1};$$

$$U_{БЭ} = 0.7 \text{ В},$$

$$I_{КР} = \beta I_{БР};$$

$$U_{КЭР} = E_{П} - R_2 I_{КР}.$$

4.1.3.2. Расчетные формулы для схемы коллекторной стабилизации (схема рис. 4.2, в):

$$m = \frac{R_7}{R_6};$$

$$N_I = \frac{(1+m)(1+\beta)}{1+m(1+\beta)};$$

$$S_{CX} \approx -\frac{\beta}{R_6}.$$

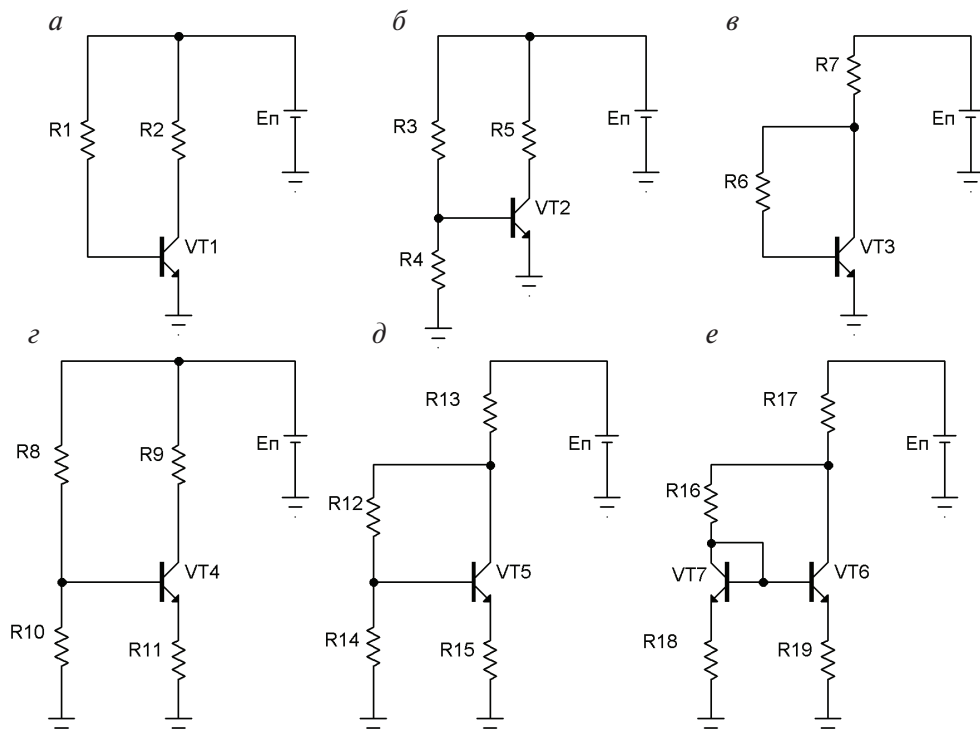


Рис. 4.2. Типовые схемы смещения и стабилизации статического режима биполярного транзистора:

a — схема с фиксированным током базы; *б* — с фиксированным потенциалом базы; *в* — коллекторной стабилизации; *г* — эмиттерной стабилизации; *д* — комбинированной стабилизации; *е* — с термокомпенсацией

Режимные токи и напряжения транзистора в исходной рабочей точке:

$$I_{BP} = \frac{E_{\Pi} - U_{БЭ}}{(R_6 + (1+\beta)R_7)};$$

$$\alpha = \frac{\beta}{1+\beta},$$

где α — значение коэффициента передачи тока эмиттера;

$$I_{\text{КР}} = \beta I_{\text{БР}} = \alpha \frac{E_{\text{П}} - U_{\text{БЭ}}}{\left(R_7 + \frac{R_6}{(1 + \beta)} \right)};$$

$$U_{\text{БЭ}} = 0.7 \text{ В};$$

$$U_{\text{КЭР}} = E_{\text{П}} - R_7(I_{\text{БР}} + I_{\text{КР}}).$$

4.1.3.3. Расчетные формулы для нестабилизированной схемы с фиксированным потенциалом базы (схема рис. 4.2, б):

$$m = \frac{r_{\text{Э}}}{R_3} + \frac{r_{\text{Э}}}{R_4},$$

где $r_{\text{Э}}$ — дифференциальное сопротивление эмиттера,

$$r_{\text{Э}} = \frac{\varphi_{\text{T}}}{I_{\text{ЭР}}} \cong \frac{\varphi_{\text{T}}}{I_{\text{КР}}} \approx \frac{0.026}{I_{\text{КР}}(\text{мА})};$$

$$R_{\text{Б}} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}.$$

Значение тока коллектора в рабочей точке принять $I_{\text{КР}} = 3 \text{ мА}$.

Режимные токи и напряжения транзистора в исходной рабочей точке:

$$U_{\text{БЭ}} = \frac{E_{\text{П}} R_4}{R_3 + R_4} - I_{\text{БР}} R_{\text{Б}};$$

$$U_{\text{КЭР}} = E_{\text{П}} - R_5 I_{\text{КР}}.$$

4.1.3.4. Расчетные формулы для схемы эмиттерной стабилизации (схема рис. 4.2, в):

$$m = \frac{R_{11}}{R_8} + \frac{R_{11}}{R_9};$$

$$N_I = \frac{(1 + m)(1 + \beta)}{1 + m(1 + \beta)};$$

$$R_6 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4};$$

$$S_{\text{СХ}} = -\frac{\beta}{R_6 + R_{11}(1 + \beta)}.$$

Режимные токи и напряжения транзистора в исходной рабочей точке:

$$E_{\text{CM}} = \frac{E_{\text{П}} R_9}{R_8 + R_9};$$

$$I_{\text{ЭП}} = \frac{E_{\text{CM}} - U_{\text{БЭ}}}{R_{11}} \approx I_{\text{КП}},$$

где $U_{\text{БЭ}} = 0.7 \text{ В}$;

$$U_{\text{КЭ}} = E_{\text{П}} - I_{\text{КП}}(R_{10} + R_{11}).$$

4.1.3.5. Расчетные формулы для схемы комбинированной стабилизации (схема рис. 4.2, д):

$$m = \frac{R_{15}}{R_{12}} + \frac{R_{15}}{R_{13}} + \frac{R_{14}}{R_{12}} + \frac{R_{14} R_{15}}{R_{12} R_{13}};$$

$$N_I = \frac{(1+m)(1+\beta)}{1+m(1+\beta)};$$

$$S_{\text{СХ}} = -\frac{\alpha}{R_{15} + R_{14} \frac{R_{13}}{R_{12} + R_{13} + R_{14}}}.$$

Режимные токи и напряжения транзистора в исходной рабочей точке $U_{\text{БЭ}} = 0.7 \text{ В}$:

$$I_{\text{КП}} = \frac{E_{\text{П}} - U_{\text{БЭ}} \left(1 + \frac{R_{12} + R_{14}}{R_{13}} \right)}{R_{14} + \frac{R_{15}}{\alpha} \left[1 + \left(\frac{R_{14}}{R_{12} + R_{13}} + \frac{R_{12}}{R_{13}} \left(1 + \frac{R_{14}}{R_{12} + R_{13}} \right) \right) \right]};$$

$$U_{\text{КЭ}} = \left(\frac{I_{\text{КП}}}{\alpha} R_{15} + U_{\text{БЭ}} \right) \frac{R_{12}}{R_{13}} + U_{\text{БЭ}}.$$

4.1.3.6. Краткая характеристика схемы с термокомпенсацией (схема рис. 4.2, е)). В каскадах усиления с малым сопротивлением в цепи эмиттера применяют термокомпенсацию рабочей точки. Для этой цели в цепь делителя базы вводят терморезисторы с необходимым темпе-

ратурным коэффициентом. В качестве терморезистора с отрицательным температурным коэффициентом используют диод либо транзистор в диодном включении. В схему (рис. 4.2, *е*) для термокомпенсации напряжения $U_{БЭ}$ основного транзистора $VT6$ введен транзистор $VT7$. Для лучшей компенсации параметры транзисторов должны быть согласованы. Для этого они должны быть подобраны в пары либо выполнены на одном кристалле в виде микросхемы.

4.2. Описание лабораторного стенда, схем и оборудования работы № 4

В ходе выполнения работы исследуются схемы, представленные на принципиальной схеме (рис. 4.3) и в перечне элементов к ней (табл. 4.1). Исследуемая схема собирается на макетной плате типа GL-36 или GL-48. Схемы рис. 4.3, *а* и рис. 4.3, *в* изучаются на топологии транзистора $VT1$, а схемы рис. 4.3, *б*, *г* и *д* — на топологии $VT4$. Располагать элементы следует в полном соответствии с рекомендованной топологией, представленной на рис. 4.4. Для присоединения элементов к узлу используют внутрисхемные соединения и проводниковые перемычки, которые должны иметь минимальную длину. При сборке схемы следует быть особо внимательным, чтобы избежать ошибок.

Таблица 4.1

Перечень элементов к схеме САУ_ЛР № 4

Обозначение	Наименование	Количество	Примечание
Резисторы			
$R1$	C2-23-0.125-1 МОм $\pm 5\%$	1	Подбор
$R2$	C2-23-0.125-2 кОм $\pm 5\%$	1	—
$R3$	C2-23-0.25-30 кОм $\pm 5\%$	1	—
$R4, R5$	C2-23-0.25-2 кОм $\pm 5\%$	2	—
$R6$	C2-23-0.125-1 МОм $\pm 5\%$	1	Подбор
$R7$	C2-23-0.125-2 кОм $\pm 5\%$	1	—
$R8$	C2-23-0.125-10 кОм $\pm 5\%$	1	—
$R9, R10$	C2-23-0.125-2 кОм $\pm 5\%$	2	—
$R11$	C2-23-0.125-510 Ом $\pm 5\%$	1	—

Окончание табл. 4.1

Обозначение	Наименование	Количество	Примечание
R12	C2-23-0.125-10 кОм ±5 %	1	—
R13, R14	C2-23-0.125-2 кОм ±5 %	2	—
R15	C2-23-0.125-510 Ом ±5 %	1	—
R16	C2-23-0.125-10 кОм ±5 %	1	Доп. задание
R17, R18	C2-23-0.125-2 кОм ±5 %	2	Доп. задание
R19	C2-23-0.125-510 Ом ±5 %	1	Доп. задание
Транзисторы			
VT1	КТ3102 Б	1	VT2
VT4	КТ3102 Б	1	VT3, VT5-VT7

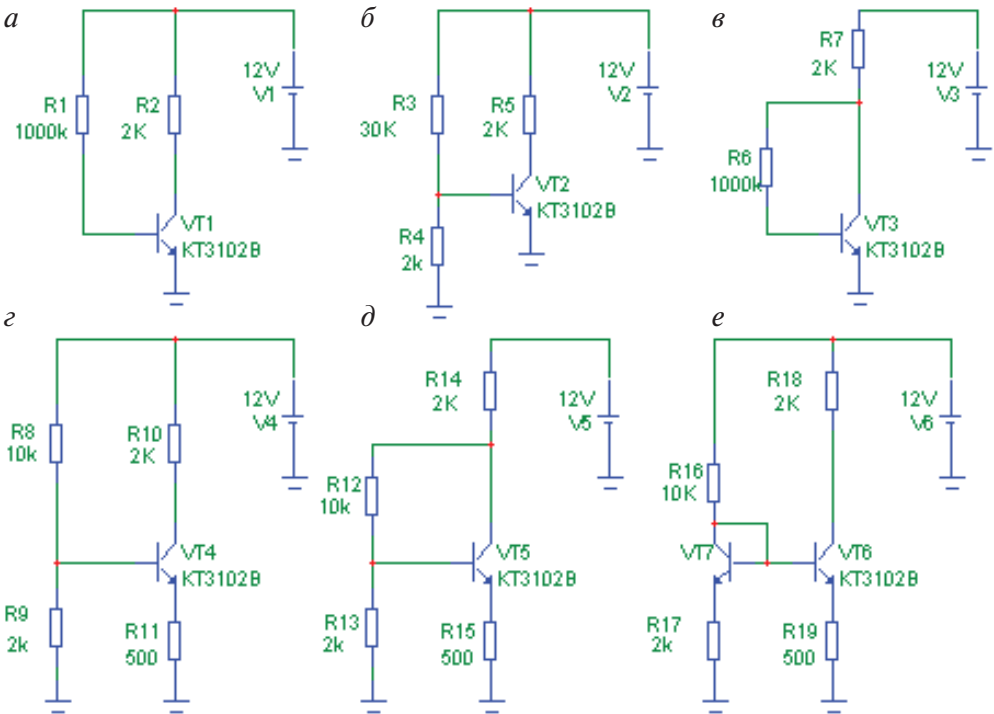


Рис. 4.3. Принципиальная схема стенда САУ_ЛР № 4

Источник питания подключается к клеммам макетной платы по двухпроводной цепи. Вывод «—» источника соединяется с нижней клеммой «общий», а вывод «+» — подключается к клемме I2. Перед подачей питания собранную цепь следует тщательно проверить на соответствие принципиальной схеме. Следует избегать «паразит-

ных» соединений выводов элементов в процессе выполнения работы, особенно внимательно нужно следить за сохранностью соединений в цепи питания.

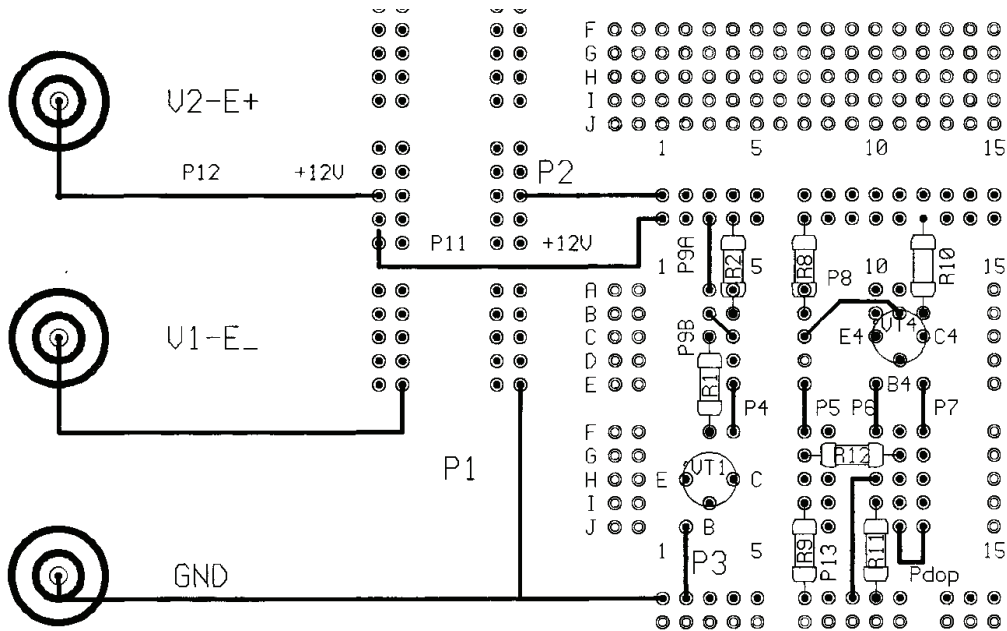


Рис. 4.4. Размещение элементов схем к лабораторной работе № 4 на макетной плате GL-36

Измерение напряжений в схемах производят цифровым мультиметром МУ65. Для подключения входа мультиметра к точкам исследуемой схемы необходимо использовать пробник красного цвета. Измерительный вход пробника следует подключать к выводам элементов в узлах их соединения. При этом общий провод мультиметра (черного цвета) следует присоединить к общей шине макетной платы (проводник, закрепленный вдоль края платы).

Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 4

1. Рассчитать для схемы с фиксированным током базы (см. рис. 4.3, а) режимные токи и напряжения транзистора ($I_{БР}$, $I_{КР}$, $U_{КЭР}$) в исходной рабочей точке ИРТ, коэффициент неустойчивости N_I , чувствитель-

ность к изменению напряжения база — эмиттер $S_{СХ}$. Построить линию нагрузки на плоскости $(I_K, U_{КЭ})$. Отметить положение рабочей точки.

Оценить изменение тока коллектора транзистора в ИРТ:

- для изменения температуры в диапазоне от 20 до 35 °С;
- для производственного разброса параметров (принять паспортный разброс $h_{21Э}$ и $\Delta U_{БЭ} = 50$ мВ, влиянием $I_{КО}$ пренебречь).

2. Рассчитать для схемы с фиксированным потенциалом базы (см. рис. 4.3, б) режимные токи и напряжения транзистора $(I_{КР}, U_{КЭР})$ в исходной рабочей точке ИРТ, коэффициент нестабильности N_I , чувствительность к изменению напряжения база — эмиттер $S_{СХ}$. Построить линию нагрузки на плоскости $(I_K, U_{КЭ})$. Отметить положение рабочей точки.

Оценить изменение тока коллектора транзистора в ИРТ:

- для изменения температуры в диапазоне от 20 до 35 °С;
- для производственного разброса параметров (принять паспортный разброс $h_{21Э}$ и $\Delta U_{БЭ} = 50$ мВ, влиянием $I_{КО}$ пренебречь).

3. Рассчитать для схемы коллекторной стабилизации (см. рис. 4.3, в) режимные токи и напряжения транзистора $(I_{БР}, I_{КР}, U_{КЭР})$ в исходной рабочей точке ИРТ, коэффициент нестабильности N_I , чувствительность к изменению напряжения база — эмиттер $S_{СХ}$. Построить линию нагрузки на плоскости $(I_K, U_{КЭ})$. Отметить положение рабочей точки.

Оценить изменение тока коллектора транзистора в ИРТ:

- для изменения температуры в диапазоне от 20 до 35 °С;
- для производственного разброса параметров (принять паспортный разброс $h_{21Э}$ и $\Delta U_{БЭ} = 50$ мВ, влиянием $I_{КО}$ пренебречь).

4. Рассчитать для схемы с эмиттерной стабилизацией (см. рис. 4.3, г) режимные токи и напряжения транзистора $(I_{КР}, U_{КЭР})$ в исходной рабочей точке ИРТ, коэффициент нестабильности N_I , чувствительность к изменению напряжения база — эмиттер $S_{СХ}$. Построить линию нагрузки на плоскости $(I_K, U_{КЭ})$. Отметить положение рабочей точки.

Оценить изменение тока коллектора транзистора в ИРТ:

- для изменения температуры в диапазоне от 20 до 35 °С;
- для производственного разброса параметров (принять паспортный разброс $h_{21Э}$ и $\Delta U_{БЭ} = 50$ мВ, влиянием $I_{КО}$ пренебречь).

5. Рассчитать для схемы с комбинированной стабилизацией (см. рис. 4.3, д) режимные токи и напряжения транзистора $(I_{КР}, U_{КЭР})$ в исходной рабочей точке ИРТ, коэффициент нестабильности N_I , чувствительность к изменению напряжения база — эмиттер $S_{СХ}$. Постро-

ить линию нагрузки на плоскости (I_K , $U_{KЭ}$). Отметить положение рабочих точки.

Оценить изменение тока коллектора транзистора в ИРТ:

- для изменения температуры в диапазоне от 20 до 35 °С;
- для производственного разброса параметров (принять паспортный разброс $h_{21Э}$ и $\Delta U_{БЭ} = 50$ мВ, влиянием I_{K0} пренебречь).

6. В системе Micro-CAP6 провести моделирование режимов исследуемых схем, используя для этого файл схем AS_LAB4.CIR из каталога DATA. Использовать режим расчетов *Transient Analysis*. Для изменения температуры и значений параметров транзисторов использовать многовариантный режим расчетов *Stepping*.

Провести измерение рассчитанных по п. 1–5 режимных токов и узловых потенциалов, используя режимы индикации токов и напряжений. Результаты занести в рабочий лабораторный журнал.

7. В системе Micro-CAP6 получить графики вольт-амперных характеристик биполярного транзистора КТ3102 Б (рис. 4.5), для чего загрузить файл AS_VАНКТ3102В. CIR из каталога DATA и вызвать из меню режим *Analysis DC*.

Скопировать графики ВАХ (рис. 4.5), на которых построить линии нагрузки по постоянному току и нанести рабочие точки транзисторов изучаемых схем, использовать их в качестве теоретических зависимостей.

8. Изучить справочные данные биполярного транзистора КТ3102 Б (прил. 1).

9. Результаты расчетов занести в подготовленную тетрадь для лабораторных работ (лабораторная тетрадь) и предъявить руководителю работы перед началом занятий в лаборатории.

Задание для выполнения лабораторной работы

Перед исследованием схем получить два транзистора и измерить с помощью мультиметра МУ-65 коэффициент усиления тока базы $h_{21Э}$ (h_{EF}) для каждого из них, записать полученные значения и их соответствие корпусу транзистора (пластмассовый либо металлический).

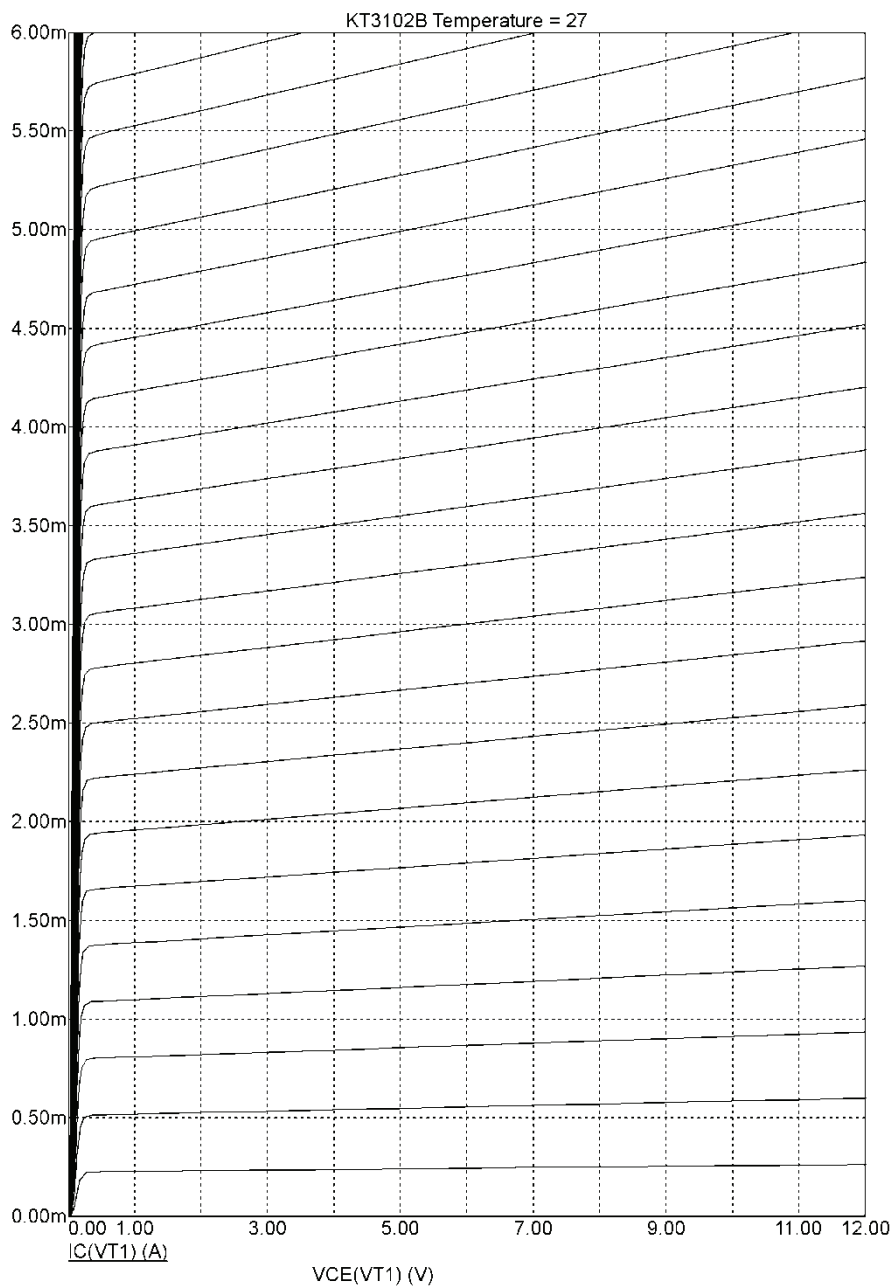


Рис. 4.5. Графики выходных вольт-амперных характеристик транзистора KT3102Б, построенные по его SPICE-модели

1. Исследовать схему с фиксированным током базы.

1.1. Собрать схему рис. 4.3, *а*, используя принципиальную схему, перечень элементов к ней, схему размещения элементов на макетной плате (схема на транзисторе *VT1*). Убедиться, что перемычка *P9* находится в положении *P9A*. (одновременно в схеме перемычек *P9A* и *P9B* быть не должно!).

1.2. Установить один из транзисторов в схему. Подать напряжение питания и измерить режим по постоянному току. В случае значительного расхождения с теоретическими данными подобрать резистор *R1* для задания рабочей точки близкой к теоретической. Занести результаты измерений в рабочий журнал.

1.3. Заменить транзистор и повторить измерения. (Замену транзистора проводить только при отключенном питании во избежание выхода его из строя!) По результатам измерений рассчитать режимные токи и напряжения транзисторов в рабочей точке и оценить сдвиг рабочей точки.

Экспериментальные точки нанести на один график с теоретическими, полученными в подгл. 3.3. Сравнить полученные результаты с теоретическими и сделать выводы.

2. Исследовать схему коллекторной стабилизации.

2.1. Собрать схему рис. 4.3, *в*, используя принципиальную схему, перечень элементов к ней, схему размещения элементов на макетной плате (схема на транзисторе *VT1*). Для этого перемычку *P9* переместить из положения *P9A* в положение *P9B*.

2.2. Установить один из транзисторов в схему. Подать напряжение питания и измерить статический режим. Занести результаты измерений в рабочий журнал.

2.3. Заменить транзистор и повторить измерения. (Замену транзистора проводить только при отключенном питании во избежание выхода его из строя!) По результатам измерений рассчитать режимные токи и напряжения транзисторов в рабочей точке и оценить сдвиг рабочей точки. Экспериментальные точки нанести на один график с теоретическими характеристиками по подгл. 3.3. Сравнить полученные результаты с теоретическими и сделать выводы.

3. Исследовать схему с фиксированным потенциалом базы.

3.1. Собрать схему рис. 4.3, *б*, используя принципиальную схему, перечень элементов к ней, схему размещения элементов на макетной плате (схема на транзисторе *VT4*). Для этого:

- на место резистора $R8$ установить резистор $R3$;
- соединить вывод эмиттера транзистора с общей шиной перемычкой $P13$;
- перемычку $Pdop$ не устанавливать!

3.2. Установить один из транзисторов в схему. Подать напряжение питания и измерить статический режим. В случае значительного расхождения с теоретическими данными подобрать резистор $R3$ для задания рабочей точки близкой к теоретической. Занести результаты измерений в рабочий журнал.

3.3. Заменить транзистор и повторить измерения. (Замену транзистора проводить только при отключенном питании во избежание выхода его из строя!)

По результатам измерений рассчитать токи и напряжения транзисторов в рабочей точке и оценить сдвиг рабочей точки.

Экспериментальные точки нанести на один график с теоретическими, полученными в подгл. 3.3.

Сравнить полученные результаты с теоретическими и сделать выводы.

4. Исследовать схему эмиттерной стабилизации.

4.1. Собрать схему рис. 4.3, а, используя принципиальную схему, перечень элементов к ней, схему размещения элементов на макетной плате (схема на транзисторе $VT4$).

Для этого:

- установить резистор $R8$;
- исключить перемычку $P13$;
- перемычку $Pdop$ не устанавливать!

4.2. Установить один из транзисторов в схему. Подать напряжение питания и измерить статический режим. Занести результаты измерений в рабочий журнал.

4.3. Заменить транзистор и повторить измерения. (Замену транзистора проводить только при отключенном питании во избежание выхода его из строя!)

По результатам измерений рассчитать токи и напряжения транзисторов в рабочей точке и оценить сдвиг рабочей точки. Экспериментальные точки нанести на один график с теоретическими, полученными в подгл. 3.3. Сравнить полученные результаты с теоретическими и сделать выводы.

5. Исследовать схему комбинированной стабилизации.

5.1. Собрать схему (см. рис. 4.3, *д*), используя принципиальную схему, перечень элементов к ней, схему размещения элементов на макетной плате (схема на транзисторе *VT4*).

Для этого:

- установить резистор *R8* на место *R12*;
- установить перемычку *Pdop*.

5.2. Установить один из транзисторов в схему. Подать напряжение питания и измерить статический режим. Занести результаты измерений в рабочий журнал.

5.3. Заменить транзистор и повторить измерения. (Замену транзистора проводить только при отключенном питании во избежание выхода его из строя!)

По результатам измерений рассчитать токи и напряжения транзисторов в рабочей точке и оценить сдвиг рабочей точки. Экспериментальные точки нанести на один график с теоретическими, полученными в подгл. 3.3. Сравнить полученные результаты с теоретическими и сделать выводы.

Требования к отчету

Отчет выполняется индивидуально каждым студентом в соответствии с требованиями стандарта предприятия СТП УрФУ и должен содержать следующие разделы:

- 1) название и цель работы;
- 2) краткую характеристику лабораторного и измерительного оборудования;
- 3) результаты теоретических расчетов;
- 4) краткое описание методик измерения, экспериментальные результаты и результаты их обработки, их сравнение с данными теоретических расчетов, выводы;
- 5) оценку погрешностей;
- 6) заключение.

Вопросы по лабораторной работе № 4

1. Почему необходимо стабилизировать рабочую точку активного элемента?
2. Назовите источники нестабильности исходного режима активного элемента в усилительном каскаде.
3. Перечислите и охарактеризуйте причины температурной нестабильности режима биполярного транзистора.
4. Охарактеризуйте основные схемы смещения биполярного транзистора.
5. Что такое показатели нестабильности каскада?
6. Каковы принцип и схема коллекторной стабилизации?
7. Каковы принцип и схема эмиттерной стабилизации?
8. Назовите элемент схемы с фиксированным током базы, задающий рабочий ток транзистора.
9. Назовите элементы схемы с фиксированным потенциалом базы, задающие рабочий ток транзистора.
10. Назовите элементы схемы с эмиттерным резистором, задающие рабочий ток транзистора.

1. Ногин, В. Н. Аналоговые электронные устройства / В. Н. Ногин. — Москва : Радио и связь, 1992. — 304 с. — ISBN 5-256-01022-0.
2. Войшвилло, Г. В. Усилительные устройства / Г. В. Войшвилло. — Москва : Радио и связь, 1983. — 264 с.
3. Петухов, В. М. Маломощные транзисторы и их зарубежные аналоги : справочник. Том 1 / В. М. Петухов. — Москва : КУБК-а, 1997. — 688 с. — ISBN 5-85554-137-1.

5. Однокаскадный усилитель на биполярном транзисторе

Цель работы: изучить типовые схемы электронных усилителей сигналов на примере транзисторного каскада общий эмиттер (ОЭ), изучить схемные методы улучшения показателей усилителя путем введения обратных связей ОС, освоить методику расчета параметров транзистора в исходной рабочей точке, методику расчета основных показателей каскада ОЭ, практически освоить методы измерения основных параметров и характеристик усилителя. Приобрести навыки работы с реальными компонентами и схемами на их основе.

5.1. Общие сведения

5.1.1. Особенности каскадов предварительного усиления

Каскады предварительного усиления предназначены для усиления сигнала до уровня, достаточного для управления окончательным или предоконечным каскадом. В них амплитуды переменных токов и напряжений транзисторов значительно меньше их стационарных значений в исходной рабочей точке. Поэтому параметры транзистора можно считать постоянными, а нелинейные искажения оказываются малыми. Для нахождения показателей этих каскадов широко применяют эквивалентные схемы, которыми по переменному току условно заменяют каскад или его часть (например, только входную или выходную цепи). Основой для построения эквивалентной схемы каскада является эквивалентная схема транзистора.

На рис. 5.1 изображена полная принципиальная схема резисторного каскада на биполярном транзисторе $VT1$, включенного по схеме

ОЭ. Статический режим транзистора задает схема эмиттерной стабилизации с включением в эмиттерную цепь резистора $R4$. По переменной составляющей эмиттер в схеме соединен с общей шиной конденсатором $C3$, а входное напряжение подается на базу через разделительный конденсатор $C1$. Конденсатор $C3$ по переменному току шунтирует резистор $R4$ (т. е. устраняет его действие), и он называется блокировочным. Выходное напряжение в схеме снимается с коллектора транзистора $VT1$ и через разделительный конденсаторы $C2$ подается на внешнюю нагрузку. Все конденсаторы для переменного тока здесь представляют малые сопротивления, т. к. их емкости выбраны значительными.

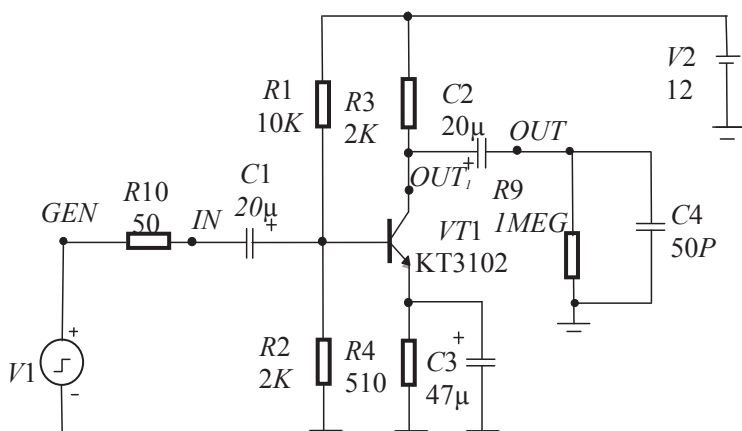


Рис. 5.1. Усилительный каскад ОЭ

Схема с ОЭ применяется часто, поскольку она обеспечивает усиление сигнала напряжения, тока и мощности. Каскад с ОЭ является инвертирующим, т. к. выходное напряжение сигнала находится в противофазе ко входному.

5.1.2. Полная малосигнальная эквивалентная схема замещения биполярного транзистора и ее параметры

Для анализа каскадов применяют упрощенные эквивалентные схемы входных и выходных цепей транзисторов, правильно описывающие процессы для не очень высоких частот. Кроме них применяют также полные (большей или меньшей сложности) эквивалентные схемы транзисторов. Для анализа усилительных свойств используют так

называемые малосигнальные эквивалентные схемы, состоящие только из линейных элементов. Для биполярных транзисторов наиболее распространены два типа малосигнальных эквивалентных схем: Т- и П-образные.

На рис. 5.2 приведен один из вариантов гибридной П-образной эквивалентной схемы биполярного транзистора, иначе называемой схемой Джаколетто. Ее без всяких изменений применяют для всех трех включений транзистора. Здесь ток эквивалентного генератора управляется напряжением $U_{б'э}$, приложенным между внутренней точкой базы Б' и эмиттером Э, т. е. напряжением на эмиттерном переходе. Соответствующая (внутренняя) крутизна транзистора S_i . Учет емкости $C_{б'э}$ в рассмотренных схемах позволяет считать величины α , β и S_i комплексными. C_k — это емкость коллекторного перехода.

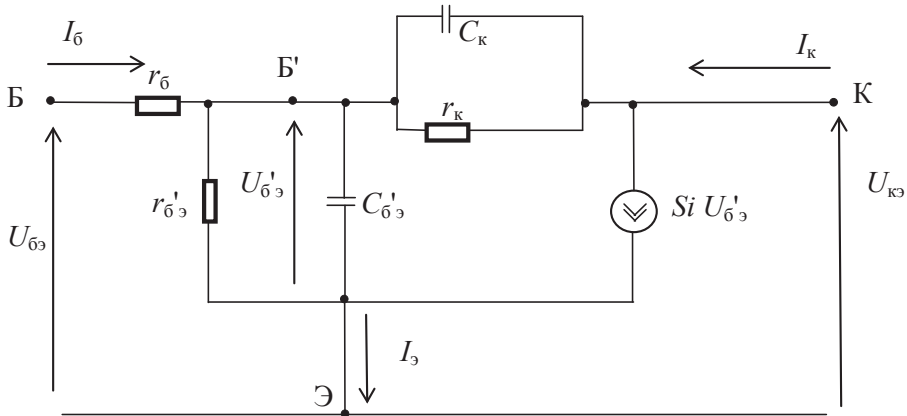


Рис. 5.2. Гибридная П-образная эквивалентная схема замещения биполярного транзистора

Оценку малосигнальных параметров транзистора в схеме ОЭ для заданной исходной рабочей точки проводят по следующим выражениям.

- Входное сопротивление

$$R_{вх.ОЭ} = r_б + r_{б'э} = r_б + (1 + \beta)r_э = h_{11э},$$

где $r_б$ — объемное сопротивление базы, $r_б = \frac{\tau_{бк}}{C_k}$. Здесь $\tau_{бк}$ — постоянная цепи обратной связи транзистора; C_k — емкость коллекторного перехода. $r_{б'э}$ — сопротивление участка внутренняя база — эмиттер;

$r_э$ — дифференциальное сопротивление эмиттера, $r_э = \frac{\varphi_T}{I_{эп}}$. Здесь φ_T —

температурный потенциал, мВ, $\varphi_T = \frac{KT}{q} = (23.56 + 8.63 \cdot 10^{-2} \cdot t^0) \text{ мВ}$, где

t^0 — температура перехода, °С; $I_{эп}$ — ток эмиттера в рабочей точке.

- Крутизна прямой передаточной характеристики транзистора: внутренняя (физическая) крутизна транзистора.

$$S_i = \frac{I_{кп}}{\varphi_T} = \frac{\alpha}{r_э} = \frac{\beta}{(1+\beta)r_э},$$

где $I_{кп}$ — ток коллектора в рабочей точке;

крутизна транзистора в заданной рабочей точке

$$S = g_{21э} = \frac{h_{21э}}{h_{11э}} = \frac{\beta}{r_б + (1+\beta)r_э} = \frac{S_i}{1 + \frac{r_б}{r_э}};$$

сквозная крутизна транзистора в заданной рабочей точке

$$S = g_{21э} = \frac{h_{21э}}{h_{11э}} = \frac{\beta}{r_б + (1+\beta)r_э} = \frac{S_i}{1 + \frac{r_б}{r_э}}.$$

- Внутреннее сопротивление и выходная проводимость транзистора в схеме ОЭ:

внутреннее сопротивление транзистора ОЭ при управлении от идеального источника напряжения (внутреннее сопротивление источника $R_r = 0$)

$$r_{кэ} = \frac{1}{g_i},$$

где $g_i = g_{22э} = \frac{h_{22э}}{h_{21э}}(h_{21э} + S r_б) = \frac{1+\beta}{r_к^*} \left(1 + \frac{S}{\alpha} r_б \right) = \frac{1}{r_к^* \left(1 + \beta \frac{r_э}{r_б + r_э} \right)}$,

$$r_к^* = \frac{1}{h_{22э}} = \frac{r_к}{1+\beta} = \frac{U_a}{I_{кп}},$$

где $r_к^*$ — сопротивление коллекторного перехода в схеме ОЭ; $r_к$ — сопротивление коллекторного перехода в схеме ОБ; U_a — напряжение Эрли, зависящее от проводимости транзистора.

Внутренняя проводимость транзистора в каскаде ОЭ при управлении от источника напряжения с ненулевым внутренним сопротивлением ($R_g \neq 0$)

$$g_{i\Gamma} = \frac{h_{22э}}{h_{21э}} \left(h_{21б} + h_{21б} \frac{R_{\Gamma} + r_6}{R_{\Gamma} + h_{11э}} \right) = \frac{1}{r_k^*} \frac{R_{\Gamma} + r_6 + r_э}{R_{\Gamma} + r_6 + (1 + \beta)r_э},$$

где R_{Γ} — внутреннее сопротивление источника сигнала.

- Емкость коллекторного перехода транзистора в исходной рабочей точке

$$C_k = C_{k0} \sqrt{\frac{U_{кб0}}{U_{кб}}},$$

где C_k , $U_{кб}$ — значения в исходной рабочей точке схемы; C_{k0} , $U_{кб0}$ — справочные значения (прил. 1).

- Характеристические частоты транзистора:
частота единичного усиления транзистора

$$f_T = |\beta| f_{изм} = \frac{1}{2\pi\tau_T},$$

$$f_T = \beta f_{\beta} = S r_6 f_s;$$

граничная частота коэффициента передачи тока базы

$$f_{\beta} = \frac{f_T}{1 + \beta} = \frac{1}{2\pi\tau_{\beta}} = (1 - \alpha) f_T,$$

$$\tau_{\beta} = C_{6э} r_{6э} = (1 + \beta) \tau_T,$$

где $C_{6э}$ — диффузионная емкость эмиттерного перехода;

граничная частота коэффициента передачи тока эмиттера

$$f_{\alpha} \approx f_T;$$

граничная частота крутизны транзистора

$$f_s = \frac{1}{2\pi\tau},$$

где $\tau = \frac{r_6 r_{6э}}{r_6 + r_{6э}} C_{6э} = \frac{r_6}{h_{11э}} \tau_{\beta} = \tau_s$.

- Диффузионная емкость эмиттерного перехода

$$C_{б'э} = \frac{I_{КР}}{2\pi f_T \varphi_T} = \frac{\alpha}{2\pi f_T r_э} = \frac{\tau_\beta}{r_{б'э}} \approx \frac{\tau}{r_б}.$$

- Площадь усиления транзистора

$$\Pi_{VT} = \frac{1}{\tau_{БК}} = \frac{1}{C_K r_б}.$$

Необходимые для расчета малосигнальные (справочные) параметры биполярного транзистора (прил. 1) приведены ниже.

Параметр	Обозначение
Коэффициент усиления тока базы	$\beta, h_{21э}$
Модуль коэффициента усиления тока базы на частоте измерения $f_{ИЗМ}$ для определения частоты единичного усиления f_T	$ \beta , f_T = \beta \times f_{ИЗМ}$
Постоянная цепи обратной связи транзистора	$\tau_{БК}$
Емкость коллекторного перехода	C_K

5.1.3. Характеристики каскада ОЭ. Эквивалентные схемы замещения

Полная эквивалентная схема замещения усилительного каскада ОЭ представлена на рис. 5.3. Свойства усилительного каскада ОЭ зависят в значительной мере от сопротивления источника сигнала и сопротивления эмиттерной цепи отрицательной обратной связи ООС.

Для расчета среднечастотных, высокочастотных и низкочастотных показателей каскада пользуются упрощенными эквивалентными схемами для соответствующего диапазона частот.

В каскад ОЭ для области средних частот (с. ч.) сопротивление эмиттерной цепи принимается равным нулю $R_e = 0$ из-за блокирующего действия конденсатора большой емкости $C_э$.

Коэффициент усиления каскада в области с. ч., значение которого принимается за номинальное, рассчитывается по формуле

$$K_o = \frac{U_{ВЫХ}}{E_{ВХ}} = S R_{KH} = \frac{\beta R_{KH}}{h_{1э}},$$

где $R_{\text{КН}}$ — эквивалентное сопротивление коллекторной цепи транзистора,

$$R_{\text{КН}} = \frac{1}{g_i + g_{\text{К}} + g_{\text{Н}}}.$$

Здесь

$$g_{\text{К}} = \frac{1}{R_{\text{К}}},$$

где $R_{\text{К}}$ — сопротивление коллекторной нагрузки.

$$g_{\text{Н}} = \frac{1}{R_{\text{Н}}},$$

где $R_{\text{Н}}$ — сопротивление внешней нагрузки каскада.

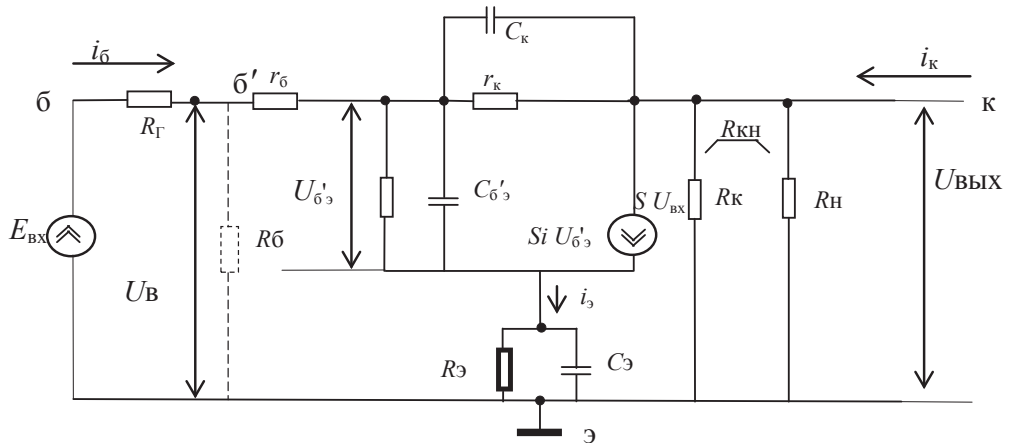


Рис. 5.3. Полная эквивалентная схема замещения усилительного каскада ОЭ

Входное сопротивление каскада зависит от сопротивления делителя в цепи базы транзистора и входного сопротивления транзистора

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{б}} \parallel R_{\text{ВХОЭ}} = R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{\text{б}} + r_{\text{э}}(1 + \beta)].$$

Выходное сопротивление каскада определяют по внутреннему сопротивлению коллекторного вывода транзистора относительно общего R_i и по внешнему сопротивлению коллекторной цепи $R_{\text{К}}$

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_i \parallel R_{\text{К}}.$$

В области верхних частот (в. ч.) каскад представлен упрощенной эквивалентной схемой рис. 5.4. Его выходная цепь представляет собой

управляемый (зависимый) источник тока, нагруженный на интегрирующую RC -цепь.

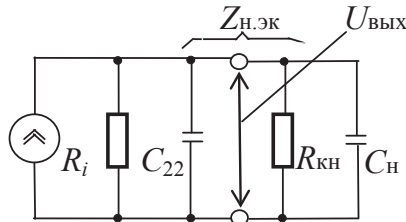


Рис. 5.4. Эквивалентная схема замещения усилительного каскада ОЭ в в. ч. области

Комплексный коэффициент усиления каскада в области в. ч. определяется по зависимости

$$K(j\omega) = -\frac{K_0}{1 + j\omega \cdot \tau_B}.$$

Постоянная времени в области в. ч. каскада ОЭ будет

$$\tau_B = \tau + (S r_6 C_K + C_H) R_{KH},$$

где S — крутизна транзистора в его рабочей точке; C_H — вносимая емкость нагрузки.

Верхняя граничная частота каскада ОЭ определяется как

$$f_B = \frac{1}{2\pi\tau_B}.$$

Произведение верхней граничной частоты и коэффициента усиления в области с. ч. называется площадью усиления каскада

$$\Pi = \omega_B K_0 = 2\pi f_B K_0.$$

Площадь усиления характеризует способность каскада давать усиление в широкой полосе частот.

Входная динамическая емкость каскада, равная сумме диффузионной емкости эмиттерного перехода $C_{б'э}$ и емкости Миллера C_M , свойственна всем инвертирующим усилительным каскадам напряжения, вход и выход которых соединены емкостью (в данном случае это емкость C_K)

$$C_{ВХлин} = C_{б'э} + C_M = C_{б'э} + C_K (1 + K_0).$$

При каскадировании каскадов ОЭ именно входная динамическая емкость последующего каскада будет выполнять роль емкости нагрузки предшествующего, и ее величину необходимо учитывать при расчете верхней граничной частоты нагруженного каскада.

В области нижних частот (н. ч.) в каскаде ОЭ сопротивлением разделительных конденсаторов $C1$ и $C2$ (см. рис. 5.1) пренебречь нельзя. Блокирующий конденсатор $C3$ в цепи эмиттера транзистора также вносит частотные искажения, повышающие нижнюю граничную частоту, которые могут рассматриваться как низкочастотные, эквивалентные некоторой разделительной цепи. Выходная цепь каскада представляет собой управляемый (зависимый) источник тока (рис. 5.5), нагруженный на цепь, по частотным свойствам она эквивалентна дифференцирующей.

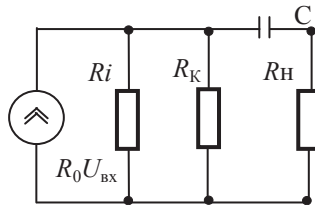


Рис. 5.5. Эквивалентная схема замещения выходной цепи усилительного каскада ОЭ в области н. ч.

Для учета всех конденсаторов, емкости которых влияют на нижнюю граничную частоту, рассчитывают постоянные времени цепей, в которые они включены:

$$\begin{aligned}\tau_{H1} &= C_1 (R_{\Gamma} + R_{BX}); \\ \tau_{H2} &= C_2 (R_K + R_H); \\ \tau_{H3} &= C_3 \left(r_3 + \frac{r_6 + R_{\Gamma} \parallel R_6}{1 + \beta} \right).\end{aligned}$$

Нижняя граничная частота каскада определяется по выражению

$$f_H = f_{H1} + f_{H2} + f_{H3} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_{H1}} + \frac{1}{\tau_{H2}} + \frac{1}{\tau_{H3}} \right).$$

Искажения, возникающие при усилении входных импульсных сигналов прямоугольной формы, определяются по переходной характе-

ристике ПХ каскада. Для упрощения анализа переходных искажений, переходную характеристику рассматривают отдельно для области малых времен после момента подачи на вход прямоугольного импульса и области больших времен, которой соответствует плоская часть входного импульса. Как следует из теории цепей, поведение в области малых времен соответствует высокочастотной части АЧХ, искажения плоской вершины определяет область н. ч. АЧХ каскада. Всегда следует помнить, что этот искусственный прием упрощает только расчет, на практике же оба типа искажений присутствуют в усиленном каскадом выходном сигнале.

Переходной процесс в области малых времен количественно характеризуется временем нарастания (длительностью фронта) переходной характеристики каскада

$$t_{\Phi} = 2.2\tau_{\text{в}}.$$

Полученному времени нарастания соответствует верхняя граничная частота усилительного каскада

$$f_{\text{в}} = \frac{0.35}{t_{\Phi}}.$$

В области больших времен каскад с ограниченным усилением в области н. ч. обуславливает спад вершины выходного сигнала Δ , который определяется по длительности входного сигнала $t_{\text{и}}$ и нижней граничной частоте каскада $f_{\text{н}}$ (для $\Delta < 0.15$)

$$\Delta = \frac{t_{\text{и}}}{\tau_{\text{н}}} = 2\pi f_{\text{н}} t_{\text{и}}.$$

5.1.4. Высокочастотная коррекция каскада ОЭ

Схема каскада ОЭ с в. ч. коррекцией отличается от рассмотренной выше схемы каскада ОЭ дополнительной цепью $R_{\text{св}}$ и $C_{\text{св}}$, которые создают частотно-зависимую отрицательную обратную связь ООС, последовательную, по току. Постоянная времени $R_{\text{св}}C_{\text{св}}$ цепи выбирается достаточно малой и поэтому ее влияние проявляется лишь в в. ч. области. Полное сопротивление цепи связи уменьшается с ростом частоты, что уменьшает глубину отрицательной ОС, и увеличивает усиление, а значит, расширяет полосу пропускания в сторону верхних

частот. Увеличение верхней граничной частоты уменьшает длительность фронта ПХ каскада, и поэтому искажения прямоугольного импульса в области малых времен снижаются.

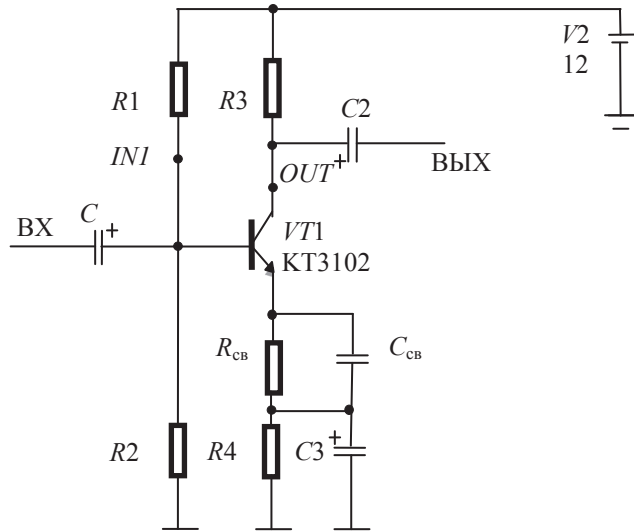


Рис. 5.6. Схема каскада ОЭ с в. ч. коррекцией

На низких и средних частотах, на которых глубина связи F зависит от величины $R_{св}$, действие ООС благоприятно сказывается на показателях каскада: в F раз повышается стабильность коэффициента усиления, снижается чувствительность к индивидуальным параметрам транзистора, повышается входное сопротивление каскада, снижается динамическая входная емкость, уменьшаются нелинейные искажения.

Значение сопротивления связи $R_{св}$ берут малым во избежание значительного отклонения рабочей точки от исходной при введении в эмиттерную цепь транзистора дополнительного сопротивления. (Включение резистора ОС уменьшает ток эмиттера и крутизну во столько раз, во сколько увеличивает общее сопротивление цепи постоянному току.)

Для учета конечного сопротивления источника сигнала $R_{Г}$, в приведенных ниже формулах значение крутизны S должно быть сквозным ($S_{Г}$).

$$F = 1 + \frac{S}{\alpha} R_{св},$$

где F — глубина ООС;

$$K_{0.КОР} = \frac{K_0}{F};$$

$$R_{ВХ.КОР} = FR_{ВХ.ОЭ};$$

$$C_{ВХлинКОР} = \frac{C_{ВХлин}}{F}.$$

Кроме того, в F раз уменьшается составляющая постоянной времени каскада в в. ч. области, связанная с крутизной транзистора S , т. к. в каскад введена ООС по току (но не с емкостью нагрузки C_H):

$$\tau_{ВКОР} = \frac{\tau + S r_6 C_K R_{KH}}{F} + C_H R_{KH}.$$

В результате уменьшения постоянной времени $\tau_{ВКОР}$, верхняя граничная частота каскада увеличивается

$$f_{ВКОР} = \frac{1}{2\pi\tau_{ВКОР}}.$$

Для дальнейшего расширения полосы в область в. ч. следует ввести емкость связи C_{CB} . Механизм действия ее таков.

Крутизна фронта ПХ каскада увеличивается, т. к. при подаче на его вход скачка напряжения, конденсатор C_{CB} заряжается до нового установившегося напряжения на нем не скачком, а постепенно (по экспоненте с $\tau_{CB} = C_{CB}R_{CB}$). Благодаря этому в момент поступления входного перепада все его напряжение оказывается приложенным к переходу база — эмиттер транзистора, что увеличивает как величину, так и скорость изменения выходного тока транзистора. Этот ток заряжает емкость нагрузки с большей скоростью и тем самым сокращает время установления выходного напряжения. С целью исключить выброс выходного напряжения (режим перерегулирования) требуется выполнить условие p - z компенсации $\tau_{CB} = \tau_{ВКОР}$.

Соответствующая этому случаю емкость конденсатора связи при выполнении соотношения $f_S \gg f_B$ будет

$$C_{CB} = \frac{\tau_{ВКОР}}{R_{CB}}.$$

Достигаемая при выполнении условия p - z компенсации верхняя граничная частота, соответствующая однополюсной характеристике коэффициента усиления каскада, определяется по формуле

$$f_{B\beta} = Ff_B.$$

5.1.5. Местная последовательная отрицательная ОС по току в каскаде

С целью значительно увеличить глубину F в каскаде ОЭ применяют местную последовательную отрицательную ОС по току. В таком каскаде (рис. 5.7) ОС создается резистором $R3$ в цепи эмиттера, через который протекает весь ток нагрузки транзистора (считаем $I_{\text{Э}} \approx I_{\text{К}}$) и создает на нем напряжение связи, направленное навстречу приложенному входному напряжению, поэтому связь будет отрицательной. Одновременно она является последовательной. Это наиболее простая схема ООС в каскаде ОЭ. Обычно ее применяют для повышения входного сопротивления, уменьшения нелинейных искажений и стабилизации рабочей точки транзистора каскада. Глубокая (большая F) местная отрицательная ОС в в. ч. области снижает входную динамическую емкость каскада и значительно расширяет его полосу частот, особенно при наличии малой емкости эмиттерной цепи $C3$, шунтирующей эмиттерное сопротивление $R3$ аналогично C_{CB} , как описано выше.

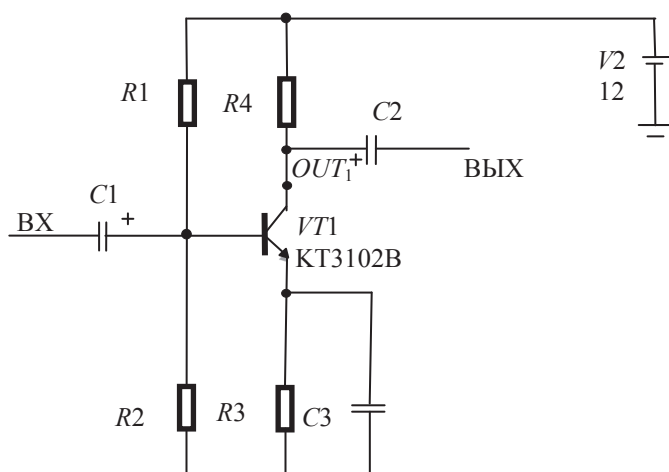


Рис. 5.7. Местная последовательная отрицательная ОС по току в каскаде ОЭ

Следует учесть, что входное сопротивление каскада, при наличии в нем глубокой местной отрицательной ОС, определяется в основном по сопротивлением делителя в цепи базы $R_6 = R_1 \parallel R_2$, на которое действие ООС не распространяется, и поэтому понижение нижней граничной частоты каскада не так значительно (не в F раз).

Все расчетные формулы справедливы при замене в них R_{CB} на $R3$.

5.1.6. Каскадирование усилительных каскадов ОЭ

При каскадном включении усилительных каскадов ОЭ, искажения ПХ, при увеличении числа каскадов, также увеличиваются. Задержка начала фронта возрастает, а крутизна его уменьшается, поскольку в каждом каскаде происходит заряд эквивалентной емкости нагрузки нарастающим током транзистора. Однако построение ПХ всего усилителя по ПХ отдельных каскадов сложно. Вместо этого ограничиваются оценкой искажений ПХ усилителя.

Длительности нарастания фронтов ПХ отдельных каскадов, не имеющих больших выбросов, суммируются квадратично:

$$t_{\Phi\Sigma} \approx \sqrt{t_{\Phi 1}^2 + t_{\Phi 2}^2 + \dots t_{\Phi m}^2}.$$

Так же суммируются небольшие величины выбросов отдельных каскадов, имеющих одинаковое время нарастания,

$$\delta_y = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \dots \delta_n^2}.$$

Относительные спады вершин ПХ каскадов суммируются

$$\Delta_y = \Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_n.$$

Эта формула тем точнее, чем меньше Δ_y .

5.2. Описание лабораторной работы № 5 и подготовка лабораторного стенда

В ходе выполнения работы исследуются схемы, представленные на принципиальных схемах (рис. 5.8–5.10) и в перечне элементов к ним (табл. 5.1). Исследуемая схема собирается на макетной плате типа GL-36 или GL-48.

Таблица 5.1

Перечень элементов к схеме ЛР № 5

Обозначение	Наименование	Кол-во	Примечание
Конденсаторы			
C1, C2	K50-35-16 В-22 мкФ	2	—
C3	K53-19-20 В-47 мкФ $\pm 20\%$	1	—

Окончание табл. 5.1

Обозначение	Наименование	Кол-во	Примечание
C3–1	K53-19-16 В-10 мкФ $\pm 20\%$	1	—
C4	K10-17 -а- M750-510 пФ $\pm 10\%$	1	—
C4–1	K10-17 -а- M1500-1000 пФ $\pm 10\%$	1	—
C5	KМ-56-19-Н30-0,022 мкФ	1	10 нФ, 33 нФ
C6	K10-17 -а- M1500-1000 пФ $\pm 10\%$	1	Подбор, 220 пФ параллельно
C51	KМ-56-19-М75-220 пФ $\pm 10\%$	1	Подбор, 4/22 пФ
Резисторы			
R1	C2-23-0.125-10 кОм $\pm 5\%$	1	—
R2, R3	C2-23-0.125-2 кОм $\pm 5\%$	2	—
R4	C2-23-0.125-510 Ом $\pm 5\%$	1	—
R5	C2-23-0.125-49,9 Ом $\pm 5\%$	1	—
R9	C2-23-0.125-2 кОм $\pm 5\%$	1	—
Транзисторы			
VT1	КТ3102 Б	1	—

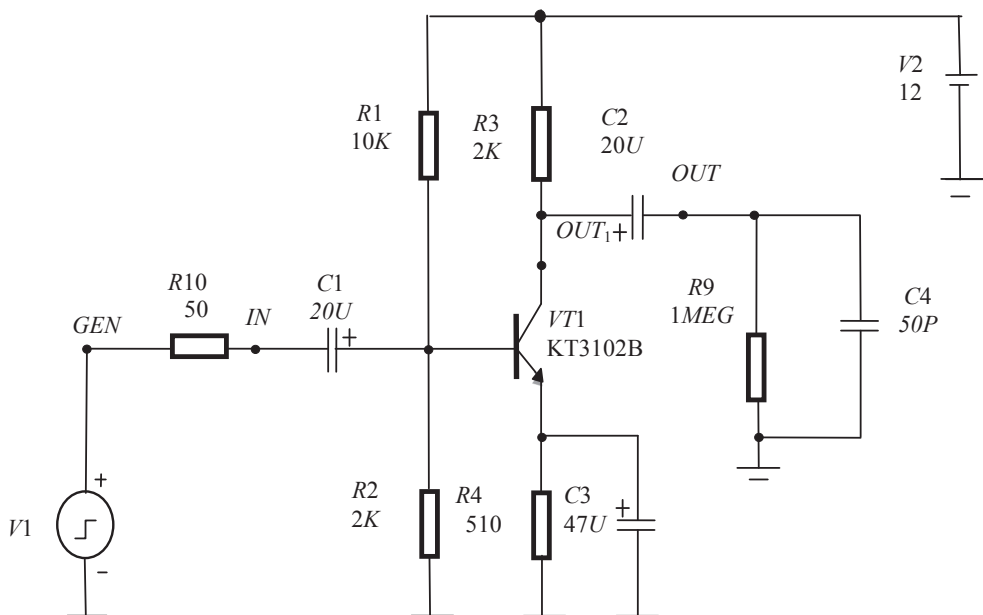


Рис. 5.8. Усилительный каскад «общий эмиттер»

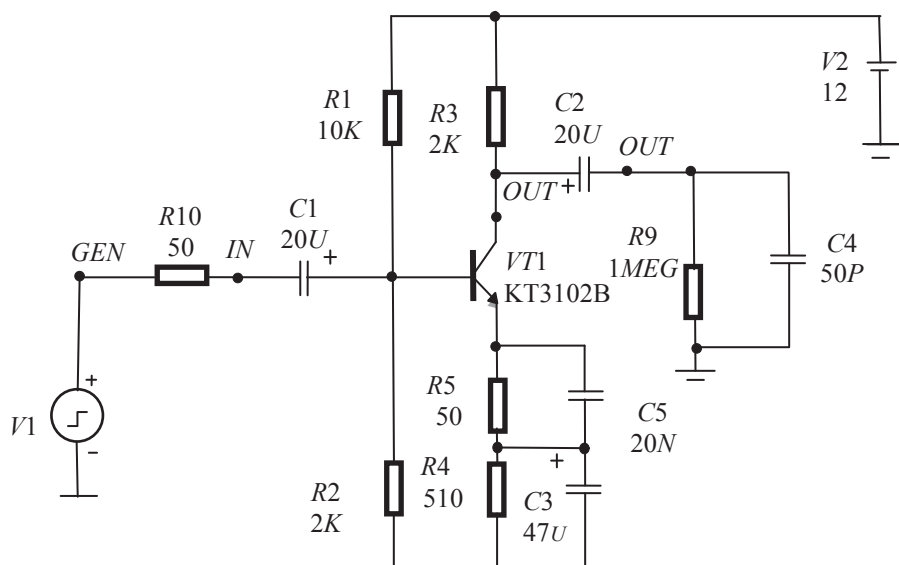


Рис. 5.9. Усилительный каскад «общий эмиттер с цепью в. ч. коррекции»

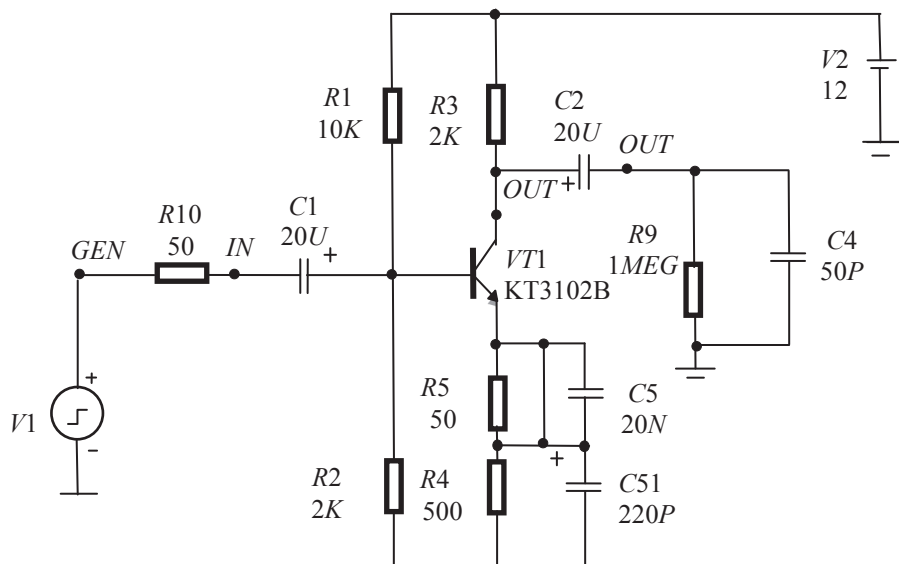


Рис. 5.10. Усилительный каскад «общий эмиттер с местной ООС»

Располагать элементы следует в полном соответствии с рекомендованной топологией, представленной на рис. 5.11. Для присоединения элементов к узлу используют внутрисплатные соединения и про-

водниковые перемычки, которые должны иметь минимальную длину. При сборке схемы следует быть особо внимательным, чтобы избежать ошибок.

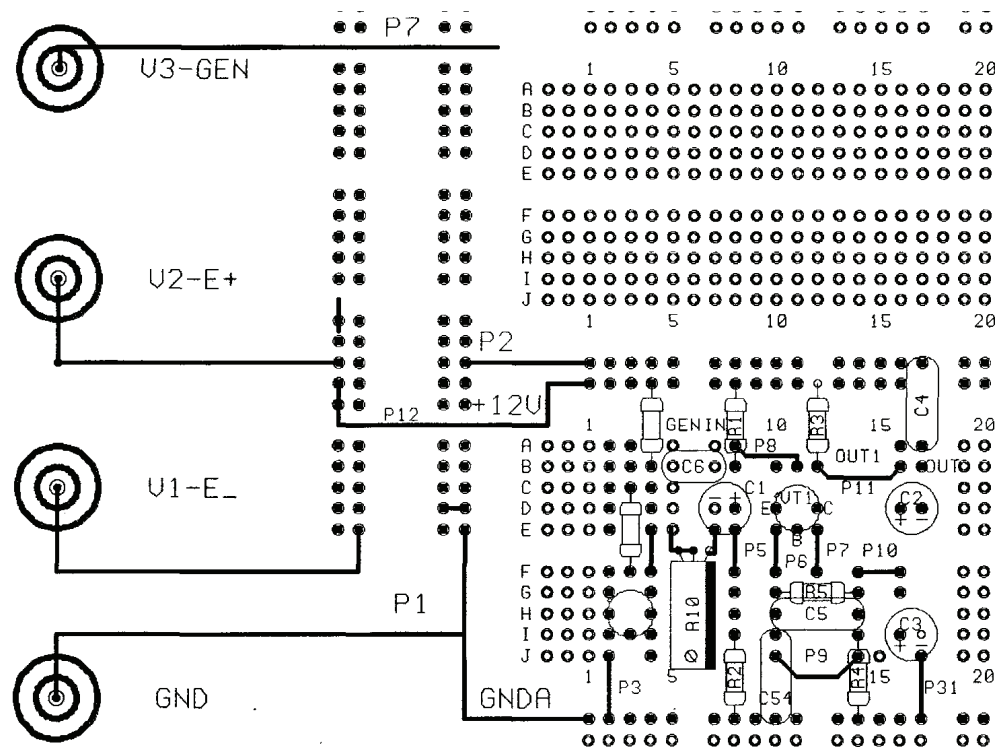


Рис. 5.11. Размещение элементов схем к лабораторной работе № 5 на макетной плате:

$VT1$ — биполярный транзистор КТ3102 Б; $R1, R2$ — резисторы делителя; $R3$ — коллекторный резистор; $R4$ — резистор эмиттерной стабилизации в схемах на рис. 5.8–5.9, местной отрицательной ОС в схеме на рис. 5.10; $R5$ — резистор цепи в. ч. коррекции в схеме на рис. 5.9; $C1, C2$ — конденсаторы связи; $C3$ — блокирующий конденсатор в цепи эмиттера; $C4$ — емкость нагрузки каскада; $C5$ — конденсатор цепи в. ч. коррекции в схеме на рис. 5.9; $C51$ — конденсатор цепи в. ч. коррекции в схеме на рис. 5.10 местной отрицательной ОС

Источник питания подключается к клеммам макетной платы по двухпроводной цепи. Вывод «—» источника соединяется с нижней клеммой «общий», а вывод «+» подключается к клемме $I2$. Перед подачей питания собранную цепь следует тщательно проверить на соответствие принципиальной схеме. Следует избегать паразитных соединений выводов элементов в процессе выполнения работ,

особенно внимательно нужно следить за сохранностью соединений в цепи питания.

Сигнальный провод (клемма $I3$) следует присоединить к входной точке IN исследуемых схем. Перед подключением осциллографа к точкам исследуемой схемы необходимо установить пробники $P2200$ осциллографа в положение $10X$ (коэффициент передачи $1:10$). Сигнальный вход пробника следует зафиксировать в контактном гнезде. При этом общий провод входного пробника осциллографа следует присоединить к общей шине макетной платы (проводник, закрепленный вдоль края платы).

Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 5

1. Рассчитать по формулам значения параметров (r_e , S_i , S , g_i , R_i , f_T , f_β , τ_β , f_s , $\tau_s = \tau$, C_K , $C_{бэ}$, $R_{вх.ОЭ}$, P_{VT}) транзистора КТ3102Б в рабочей точке.

Воспользоваться справочными данными по транзистору (прил. 1) и полученными экспериментальными данными о рабочей точке при моделировании схемы из файла LAB5_1.CIR. При расчете для транзистора КТ3102Б принять $r_e = 37$ Ом, $U_a = 72$ В.

По графикам ВАХ построить линию нагрузки и положение рабочей точки, определить максимальную линейную амплитуду U_{m-} отрицательной полярности и максимальную линейную амплитуду U_{m+} положительной полярности напряжения выходного сигнала.

Результаты расчетов и значения амплитуд U_{m-} и U_{m+} занести в лабораторный журнал.

2. Рассчитать параметры усилительного каскада ОЭ по его принципиальной схеме (см. рис. 5.8).

2.1. Рассчитать показатели (K_0 , $R_{вх}$, $R_{вых}$, τ_B , f_B , Π , $C_{вх.лин}$, f_H , t_Φ , $t_{ид} = 0.15$) усилительного каскада ОЭ для $C_1 = 20$ мкФ, $C_1 = 4.7$ мкФ, $C_3 = 10$ мкФ, $C_3 = 47$ мкФ, $C_4 = 50$ пФ, $C_4 = 500$ пФ.

2.2. В системе Micro-CAP6 провести моделирование каскада, используя для этого файл схем LAB5_1.CIR из каталога DATA. Получить частотные (режим *Analysis AC...*) и переходные (режим *Analysis Transient...*) характеристики каскада. Для изменения значений элементов $C1$, $C3$, $C4$ использовать многовариантный режим расчетов *Stepping*.

Провести измерение необходимых рассчитанных по п. 2.1 величин, используя режим электронного курсора. Результаты занести в рабочий лабораторный журнал.

3. Рассчитать параметры усилительного каскада ОЭ с эмиттерной высокочастотной коррекцией по его схеме (см. рис. 5.9).

3.1. Рассчитать все показатели (K_0^* , $R_{ВХ}^*$, $R_{ВЫХ}$, τ_B^* , f_B^* , t_Φ , Π , $C_{ВХ.лин}^*$, f_H^* , $t_{ИД} = 0.15$, C_3) усилительного каскада ОЭ для $C_1 = 20$ мкФ; $C_3 = 47$ мкФ; $C_4 = 500$ пФ.

3.2. В системе Micro-CAP6 провести моделирование каскада, используя для этого файл схем LAB5_2.CIR из каталога DATA. Получить частотные (режим *Analysis AC...*) и переходные (режим *Analysis Transient...*) характеристики каскада. Для изменения значений элементов C_3 использовать многовариантный режим расчетов *Stepping*.

Провести измерение необходимых рассчитанных по п. 3.1 величин, используя режим электронного курсора. Результаты занести в рабочий лабораторный журнал.

3.3. Рассчитать параметры усилительного каскада ОЭ с местной последовательной отрицательной ОС по току (см. рис. 5.10).

3.3.1. Рассчитать все показатели (K_0^* , $R_{ВХ}^*$, $R_{ВЫХ}$, τ_B^* , f_B^* , t_Φ , Π , $C_{ВХ.лин}^*$, f_H^* , $t_{ИД} = 0.15$, C_{51}) усилительного каскада ОЭ для $C_1 = 20$ мкФ; $C_4 = 50$ пФ.

3.3.2. В системе Micro-CAP6 провести моделирование каскада, используя для этого файл схем LAB5_3.CIR из каталога DATA. Получить частотные (режим *Analysis AC...*) и переходные (режим *Analysis Transient...*) характеристики каскада. Для изменения значений элементов C_{51} использовать многовариантный режим расчетов *Stepping*. Провести измерение необходимых, рассчитанных по п. 3.3.1 величин, используя режим электронного курсора. Результаты занести в рабочий журнал.

Задание для выполнения лабораторной работы

1. Исследовать схему каскада ОЭ.

1.1. Собрать схему по рис. 5.8, используя принципиальную схему, перечень элементов к ней, схему размещения элементов на макетной плате (схема на транзисторе VT1). Убедиться, что перемычка P9 в схеме установлена.

Занести в лабораторный журнал образец ссылки на новые элементы.

1.2. Экспериментально определить параметры стационарного режима (режим по постоянному току). Занести результаты измерений в рабочий журнал. Сравнить с результатами моделирования схемы. Сделать выводы.

1.3. Экспериментально определить максимальную линейную амплитуду U_{m-} отрицательной полярности и максимальную линейную амплитуду U_{m+} положительной полярности напряжения выходного сигнала.

1.4. Измерить АЧХ каскада для $C_1 = 20$ мкФ; $C_3 = 47$ мкФ; $C_4 = 500$ пФ.

Экспериментальные точки нанести на один график с теоретическими АЧХ (рис. 5.12), полученными в п. 2.2. Сравнить полученные результаты и сделать выводы.

Экспериментально определить малосигнальные параметры усилительного каскада: $K_O, f_B, t_{\Phi}, f_H, t_{ИД} = 0.15$ в зависимости:

от емкости конденсатора связи $C_1 = 20$ мкФ; $C_1 = 4.7$ мкФ;

емкости блокирующего конденсатора в эмиттерной цепи $C_3 = 10$ мкФ; $C_3 = 47$ мкФ;

емкости нагрузки $C_4 = 50$ пФ (емкость пробника осциллографа); $C_4 = 500$ пФ.

Занести результаты измерений в рабочий журнал.

2. Исследовать схему каскада ОЭ с эмиттерной высокочастотной коррекцией.

2.1. Собрать схему по рис. 5.9, используя принципиальную схему, перечень элементов к ней, схему размещения элементов на макетной плате (схема на транзисторе VT1). Исключить из схемы перемычку P9.

2.2. Экспериментально определить максимальную линейную амплитуду U_{m-} отрицательной полярности и максимальную линейную амплитуду U_{m+} положительной полярности напряжения выходного сигнала.

Экспериментально определить малосигнальные параметры усилительного каскада: $K_O, f_B^*, t_{\Phi}, f_H^*, t_{ИД} = 0.15$ для емкости нагрузки каскада $C_4 = 500$ пФ. Путем подбора емкости корректирующего конденсатора C_5 в эмиттерной цепи 0; 10; 22; 33 нФ определить по ПХ каскада его верхнюю граничную частоту и рассчитать площадь усиления Π в режиме аperiodической ПХ.

Занести результаты измерений в рабочий журнал.

Сравнить полученные результаты и сделать выводы.

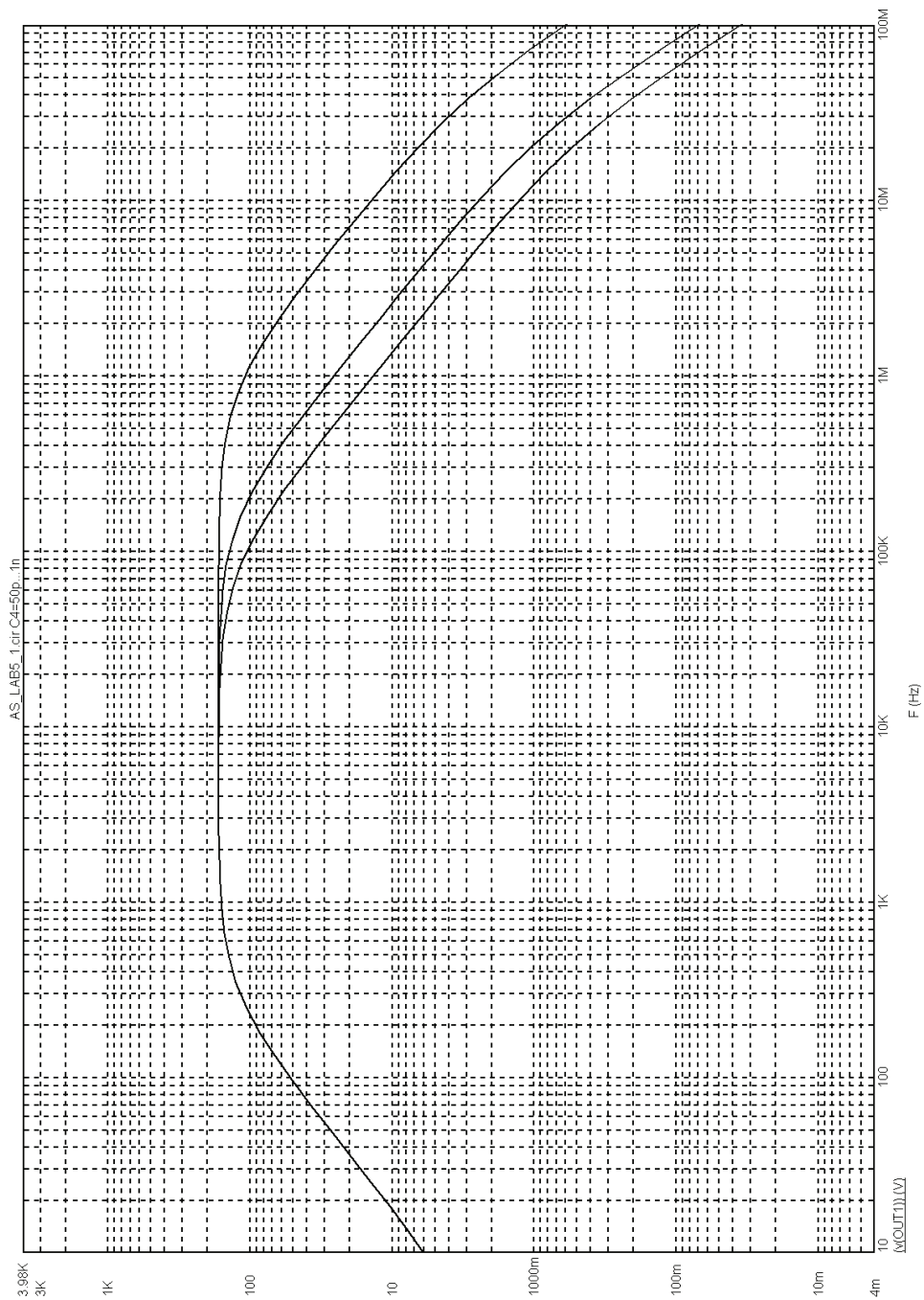


Рис. 5.12. Теоретические АЧХ усилительного каскада ОЭ

3. Исследовать схему каскада ОЭ с местной отрицательной ОС по току.

3.1. Собрать схему по рис. 5.10, используя принципиальную схему, перечень элементов к ней, схему размещения элементов на макетной плате (схема на транзисторе VT1). Установить в схему переключку Р9. Исключить из схемы блокирующий конденсатор СЗ.

3.2. Экспериментально определить максимальную линейную амплитуду U_{m-} отрицательной полярности и максимальную линейную амплитуду U_{m+} положительной полярности напряжения выходного сигнала.

Экспериментально определить малосигнальные параметры усилительного каскада: K_O , f_v^* , t_Φ , f_n^* , $t_{ид} = 0.15$ для емкости нагрузки $C_4 = 50$ пФ. Путем подбора емкости корректирующего конденсатора C_{51} в эмиттерной цепи 0; 220; 300 пФ определить по ПХ каскада его верхнюю граничную частоту и рассчитать площадь усиления П в режиме аperiodической ПХ.

Занести результаты измерений в рабочий журнал.

Сравнить полученные результаты и сделать выводы.

Требования к отчету

Отчет выполняется индивидуально каждым студентом в соответствии с требованиями СТП и должен содержать следующие разделы:

- 1) название и цель работы;
- 2) краткую характеристику лабораторного и измерительного оборудования;
- 3) результаты теоретических расчетов;
- 4) краткое описание методик измерения, экспериментальные результаты и результаты их обработки, их сравнение с данными теоретических расчетов, выводы. Результаты следует помещать в таблицы и представлять в виде графиков. Данные в виде таблиц должны содержать результаты расчетов, моделирования в системе Micro-CAP6 и экспериментальные данные;
- 5) оценку погрешностей;
- 6) заключение.

Вопросы по лабораторной работе № 5

1. Назовите элементы схемы с эмиттерным резистором, задающие рабочий ток транзистора $VT1$.
2. Почему необходимо стабилизировать рабочую точку активного элемента?
3. Как построить линию нагрузки на графике выходных ВАХ транзистора?
4. Какой режим усилительного каскада называется малосигнальным и почему?
5. Как на практике установить амплитуду, соответствующую малосигнальному режиму?
6. Назовите искажения, которые вносит усилитель в режиме малого сигнала.
7. Назовите основные характеристики и параметры усилительного каскада.
8. Дайте характеристику режиму большого сигнала усилителя и вносимым усилителем искажениям.
9. Предложите схему измерения входного сопротивления каскада.
10. Предложите схему измерения входной емкости каскада.
11. Предложите способ измерения выходного сопротивления усилителя.
12. Приведите и поясните эквивалентные схемы каскада ОЭ для различных диапазонов частот.
13. Перечислите цепи, влияющие на АЧХ каскада ОЭ в области н. ч.
14. Каково влияние местной отрицательной ОС в каскаде ОЭ на его показатели?
15. Поясните принцип высокочастотной коррекции каскада ОЭ малой эмиттерной емкостью.

Рекомендуемый библиографический список

1. Павлов, В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебник для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. — 2-е изд., испр. — Москва : Горячая линия-Телеком, 2001. — 320 с. — ISBN 5-93517-025-6.

2. Ногин, В. Н. Аналоговые электронные устройства / В. Н. Ногин. — Москва : Радио и связь, 1992. — 304 с. — ISBN 5-256-01022-0.
3. Войшвилло, Г. В. Усилительные устройства / Г. В. Войшвилло. — Москва : Радио и связь, 1983. — 264 с.
4. Петухов, В. М. Маломощные транзисторы и их зарубежные аналоги : справочник ; т. 1 / В. М. Петухов. — Москва : КУБК-а, 1997. — 688 с. — ISBN 5-85554-137-1.

6. Усилительные схемы на основе интегральных операционных усилителей

Цель работы: изучить характеристики типовых интегральных операционных усилителей ОУ и схемы усилителей напряжения на интегральных операционных усилителях с цепью ОС, обеспечить устойчивость операционных схем путем их частотной коррекции, освоить методику расчета их основных показателей, практически освоить методы измерения основных параметров и характеристик широкополосных усилительных каскадов. Приобрести навыки работы с реальными компонентами и схемами на их основе.

6.1. Общие сведения и расчетные формулы

Операционным усилителем (ОУ) называют усилитель напряжения, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми сигналами при работе в цепях с отрицательной обратной связью (ООС), в состав которых могут входить сопротивления (R), емкости (C), индуктивности (L), диоды, транзисторы и другие элементы.

Основные требования к ОУ сводятся к тому, чтобы он как можно ближе соответствовал идеальному источнику напряжения, управляемому напряжением с бесконечно большим коэффициентом усиления $K \rightarrow \infty$. А это значит, что входное сопротивление ОУ должно быть равно бесконечности ($R_{\text{вх}} = \infty$) и, следовательно, входной ток $I_{\text{вх}} = 0$. Выходное сопротивление должно быть равно нулю ($R_{\text{вых}} = 0$), а нагрузка не должна влиять на выходное напряжение. Частотный диапазон усиливаемых сигналов должен простирается от постоянного напряжения до очень высоких частот. Поскольку коэффициент усиления велик, постольку при конечном значении $U_{\text{вых}}$ дифференциальное входное на-

пряжение должно быть близким к нулю. Варианты условных обозначений ОУ приведены на рис. 6.1.

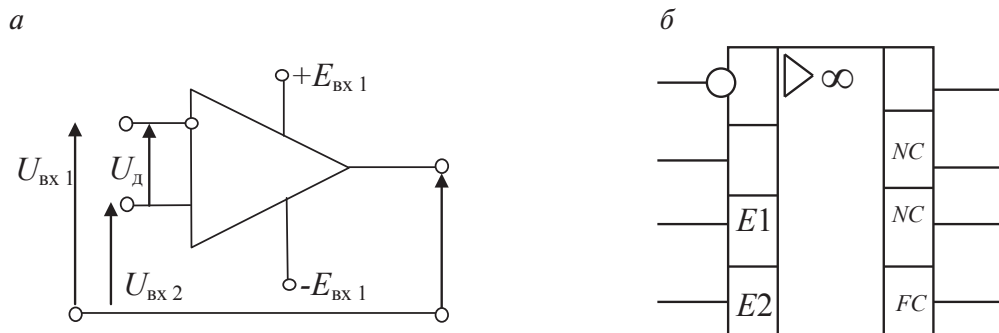


Рис. 6.1. Условное обозначение операционного усилителя (а) и его условное графическое обозначение в системе конструкторской документации (б)

Входные сигналы U_{BX1} и U_{BX2} можно подавать на любой из двух входов — инвертирующий (обозначен кружком) и неинвертирующий. Входная цепь ОУ выполнена по дифференциальной схеме. Имеются выводы для подачи питания E_{π} и подключения дополнительных элементов.

Разностное напряжение $(U_{BX1} - U_{BX2}) = U_d$ является дифференциальным входным сигналом, оно приложено между инвертирующим и неинвертирующим входами ОУ.

Выходное напряжение определяется как

$$U_{ВЫХ} = (U_{BX1} - U_{BX2})(-K),$$

где коэффициент усиления по напряжению ОУ $K \rightarrow \infty$.

Полусумма напряжений $0.5(U_{BX1} + U_{BX2})$ называется синфазным сигналом. (В некоторых случаях за синфазное принимают напряжение неинвертирующего входа U_c .) Для этого сигнала выходное напряжение должно быть равно нулю, однако в реальных усилителях это не выполняется из-за конечного коэффициента ослабления синфазного сигнала M_c .

Эквивалентные схемы идеального и реального ОУ приведены на рис. 6.2.

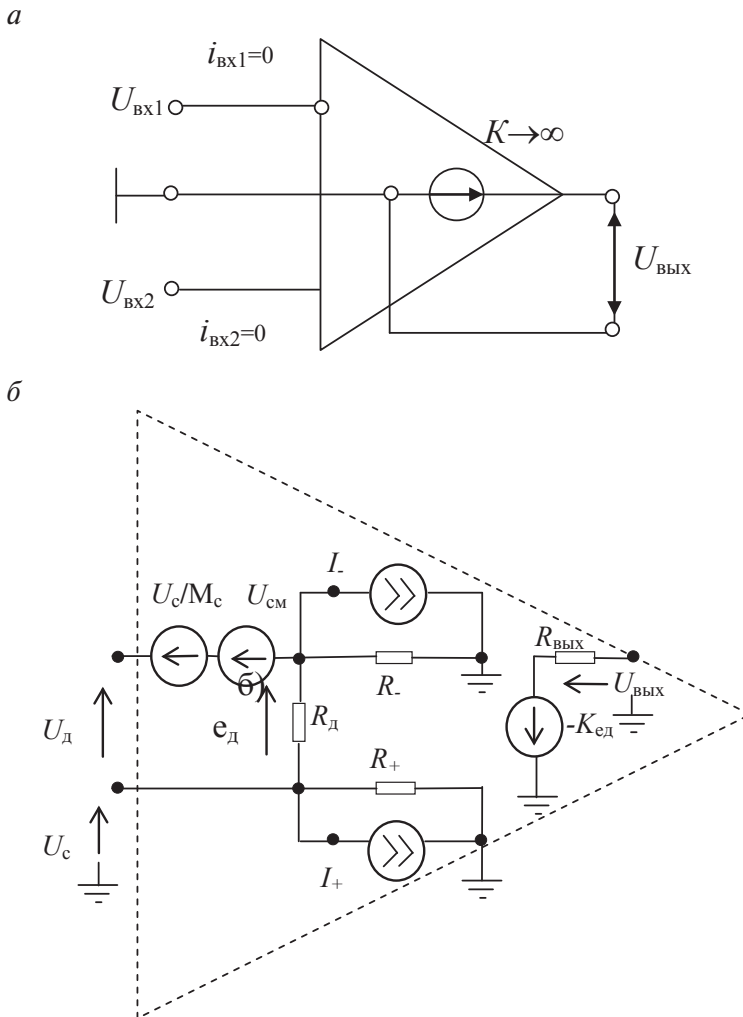


Рис. 6.2. Эквивалентные схемы операционного усилителя ОУ:

a — идеального; *б* — реального

6.1.1. Основные параметры операционного усилителя

- Коэффициент усиления по напряжению ОУ определяется по отношению выходного сигнала к дифференциальному входному сигналу при работе усилителя на линейном участке статической амплитудной характеристики (рис. 6.3)

$$K = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВХдиф}}$$

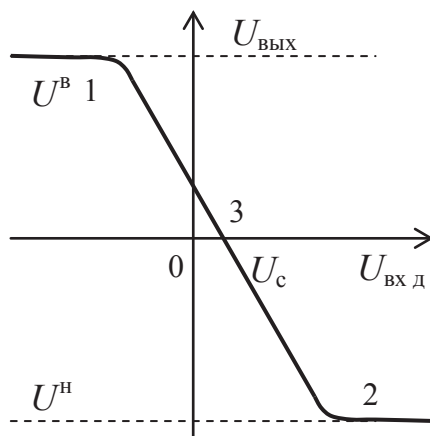


Рис. 6.3. Амплитудная характеристика ОУ

На рисунке видно три участка, которые соответствуют трем режимам работы ОУ. Участки 1 и 2 соответствуют режимам ограничения, $U_{\text{ВЫХ}}$ не зависит от $U_{\text{ВХдиф}}$ и равно нижнему $U^{\text{Н}}$ (U_{m-}) и верхнему $U^{\text{В}}$ (U_{m+}) уровню ограничения. Ограничение снизу является следствием насыщения выходного транзистора, сверху — следствием насыщения выходного транзистора источника тока. Участок 3 соответствует режиму усиления; т. к. коэффициент усиления ОУ велик, характеристика почти вертикальна.

- Напряжение смещения ($U_{\text{см}}$) — это дифференциальное входное напряжение $U_{\text{ВХдиф}}$, при котором $U_{\text{ВЫХ}} = 0$. Максимальное по модулю $|U_{\text{см}}|$ ОУ, выполненного на биполярных транзисторах, составляет от 3 до 10 мВ, на полевых — от 30 до 50 мВ. На рис. 6.2, б напряжение смещения показано в виде дополнительного источника $U_{\text{см}}$, суммируемого с $U_{\text{ВХ2}}$. Поскольку $U_{\text{см}}$ имеет любую полярность, то безразлично, к какому входу добавлять дополнительный источник.
- Средний входной ток ($I_{\text{ВХср}}$) — среднеарифметическое значение токов инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ, измеренное при таком входном напряжении $U_{\text{ВХдиф}}$, при котором $U_{\text{ВЫХ}} = 0$. На рис. 6.2, б входные токи отражены в виде источников тока I_- и I_+ . Средний входной ток ОУ с входными каскадами на БТ от 0.01 до 1.0 мкА.

- Входное сопротивление (R_d), указанное на рис. 6.2, б, относится к дифференциальному сигналу. Оно определяется как удвоенное входное сопротивление каждой половинки ДУ

$$R_d = r_{\text{ВХлиф}} = 2(r_6 + (1 + \beta)r_3),$$

где r_3, r_6 — дифференциальные сопротивления эмиттера и базы.

Для увеличения $r_{\text{ВХлиф}}$ целесообразно использовать ДУ в режиме малых токов — в микрорежиме, а также применять транзисторы с высокими значениями коэффициента усиления β (пара Дарлингтона); $r_{\text{ВХлиф}}$ от 10^3 до 10^6 Ом.

- Для синфазной составляющей входное сопротивление определяется по сопротивлению источника тока (r_i) входного дифференциального каскада ОУ

$$R_c = r_{\text{ВХсф}} = (1 + \beta)r_i.$$

Поскольку $r_i \gg r_3$, то $r_{\text{ВХсф}} \gg r_{\text{ВХлиф}}$.

Основные параметры и характеристики ОУ 544УД2 [6] представлены в прил. 2.

6.1.2. Применение операционного усилителя

На схеме инвертирующего усилителя (рис. 6.4) ОУ охвачен параллельной отрицательной обратной связью по напряжению (ООС). На инвертирующий вход ОУ в схеме подается сигнал, определяемый по сумме входного и выходного напряжений, передаваемых в этот узел делителем на сопротивлениях R_1, R_2 . Поскольку неинвертирующий вход ОУ соединен в этой схеме с общим выводом, а для ОУ $U_d \approx 0$, постольку напряжение на инвертирующем входе также близко к нулю. Таким образом, для схемы можно записать уравнение

$$U_d = \gamma U_{\text{ВХ}} + \beta_c U_{\text{ВЫХ}},$$

где

$$\gamma = \frac{R_2}{R_1 + R_2};$$

$$\beta_c = \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad (6.1)$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{ОУ}} U_d = -K(\gamma U_{\text{ВХ}} + \beta_c U_{\text{ВЫХ}}),$$

откуда находим коэффициент усиления инвертирующего усилителя

$$K_{\text{и}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{\gamma K}{1 + \beta_c K}, \quad (6.2)$$

$$F = 1 + \beta_c K,$$

где F — глубина обратной связи.

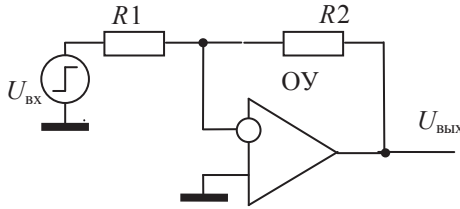


Рис. 6.4. Схема инвертирующего усилителя

Формула для коэффициента усиления идеального инвертирующего усилителя с учетом выражений (6.1) для γ и β_c и условие идеальности ОУ $K \rightarrow \infty$ принимает вид

$$K_{\text{ии}} = \lim_{K \rightarrow \infty} \left(-\frac{\gamma K}{1 + \beta_c K} \right) = -\frac{\gamma}{\beta_c} = -\frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Входное сопротивление инвертирующего усилителя определяется как

$$R_{\text{ВХи}} = R_1 + \frac{R_2 \parallel R_{\text{д}} \parallel R_{\text{с}}}{F} \cong R_1,$$

где второе слагаемое — сопротивление параллельно включенных входного сопротивления ОУ и уменьшенного в $(1 + \beta_c K)$ раз сопротивления резистора обратной связи $R2$. Приблизительно $R_{\text{ВХи}} \approx R_1$.

В схеме неинвертирующего усилителя (рис. 6.5) используется также ООС по напряжению, но она последовательная: здесь дифференциальное входное напряжение ОУ определяется как разность входного напряжения и напряжения обратной связи (сигнал подается непосредственно на неинвертирующий вход ОУ, а к инвертирующему входу подводится напряжение обратной связи с выхода ОУ через делитель $R2, R1$). Поскольку значение напряжения между входами ОУ близко к нулю, на инвертирующем входе напряжение равно входному.

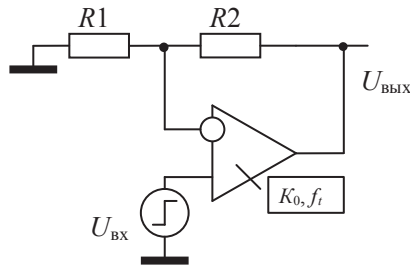


Рис. 6.5. Схема неинвертирующего усилителя

Коэффициент усиления неинвертирующего усилителя составляет

$$K_{\text{н}} = \frac{K}{1 + \beta_{\text{с}} K},$$

$$\beta_{\text{с}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Для идеального ОУ $K \rightarrow \infty$ коэффициент усиления неинвертирующего усилителя составляет

$$K_{\text{н.ид}} = \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{K}{1 + \beta_{\text{с}} K} = \frac{1}{\beta_{\text{с}}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Таким образом, коэффициент усиления идеального неинвертирующего усилителя определяется по формуле

$$K_{\text{н.ид}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

В частном случае, при $R_2 = 0$ и любом значении R_1 (кроме нуля), получают повторитель напряжения с коэффициентом передачи $K_{\text{н}} = 1$.

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя определяется по двум параллельно включенным сопротивлениям: входному сопротивлению ОУ для синфазного сигнала $r_{\text{ВХсф}} = R_+$ и эквивалентному сопротивлению $R_{\text{ВХВ}}$

$$R_{\text{ВХН}} = R_{\text{ВХВ}} \parallel R_+ = FR_d \parallel R_+ \cong R_+,$$

где R_+ — сопротивление синфазного сигнала; F — глубина обратной связи (см. формулу (6.2)). Входное сопротивление неинвертирующего усилителя значительно больше входного сопротивления инвертирующего усилителя в результате применения последовательной отрицательной обратной связи (ООС) по напряжению.

Выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}$ инвертирующего и неинвертирующего усилителей одинаково

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{ВЫХОУ}}}{F} = \frac{R_{\text{ВЫХОУ}}}{1 + \beta_c K} \ll R_{\text{ВЫХОУ}}.$$

Статическая погрешность, приведенная ко входу усилителя и вызванная ненулевыми входными токами и напряжением смещения нуля ОУ, определяется в схемах по формуле

$$E_{\text{ОШ.ВХ}} = U_{\text{СМ}} + I_{\text{СМ}} |R_{\Gamma 1} - R_{\Gamma 2}| + I_{\text{СДВ}} \frac{R_{\Gamma 1} + R_{\Gamma 2}}{2},$$

а статическая погрешность, приведенная к выходу, вычисляется по формуле

$$U_{\text{ОШ.ВЫХ}} = K_{\text{Н.ИД}} \cdot E_{\text{ОШ.ВХ}};$$

$$R_{\Gamma 2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, R_{\Gamma 1} = R_3.$$

Частотные свойства инвертирующего и неинвертирующего усилителей определяются по частотным характеристикам ОУ. Передаточная функция и частотная характеристика полностью скорректированного ОУ имеют вид

$$K(p) = \frac{K_0}{(1 + p\tau_{\text{ОУ}})};$$

$$K(\omega) = \frac{K_0}{(1 + j\omega \cdot \tau_{\text{ОУ}})},$$

где K_0 — коэффициент усиления ОУ на низких частотах (единицы герц); p — оператор Лапласа; ω — частота сигнала; $\tau_{\text{ОУ}}$ — постоянная времени ОУ,

$$\tau_{\text{ОУ}} = K_0 \tau_t.$$

Здесь $\tau_t = \frac{1}{2\pi f_t}$, где f_t — частота единичного усиления ОУ.

Верхняя граничная частота инвертирующего и неинвертирующего усилителей определяется по выражению

$$f_{\text{В}} = \beta_c f_t,$$

а длительность фронта переходной характеристики —

$$t_{\Phi} = 2.2\tau_B = \frac{2.2\tau_t}{\beta_C}, \quad (6.3)$$

где $\tau_B = \frac{\tau_t}{\beta_C} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\tau_t$.

Формулы (6.2) и (6.3) справедливы для работы усилителей в линейном режиме.

В режиме большого сигнала (рис. 6.6) время установления выходного напряжения с погрешностью ε зависит от скорости изменения выходного напряжения ОУ в нелинейном режиме и задается в виде выражения

$$t_{уст} = \frac{U_{ВЫХ}}{V_{и}} - \tau_B + 2.3\tau_B \lg \left(-\frac{V_{и}\tau_B}{\varepsilon U_{ВЫХ}} \right),$$

где $U_{ВЫХ}$ — амплитуда выходного напряжения усилителя в пределах линейного участка амплитудной характеристики ОУ; $V_{и}$ — скорость изменения выходного напряжения ОУ; τ_B — постоянная времени усилителя на ОУ, $\tau_B = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\tau_t$.

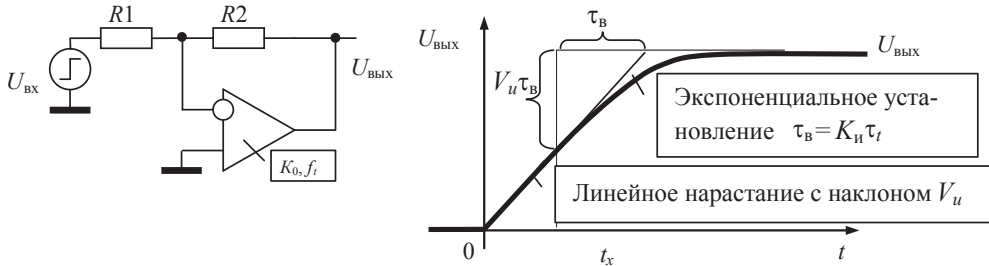


Рис. 6.6. Влияние максимальной скорости нарастания ОУ на переходный процесс в инвертирующем усилителе

В режиме ограничения ОУ (участки 1 и 2 на амплитудной характеристике ОУ рис. 6.3) время установления выходного напряжения составляет

$$t_{уст} = \frac{U_{ВЫХ}}{V_{и}}.$$

С целью исключить этот режим резистор обратной связи R_2 шунтируют стабилитроном с двухсторонним ограничением, напряжение стабилизации которого $U_{\text{ст}} < U_{\text{в}}, U_{\text{н}}$. Частотные свойства усилителя при этом ухудшаются из-за вносимой емкости стабилитрона $C_{\text{ст}}$

$$\tau_{\text{вст}} = R_2 C_{\text{ст}}. \quad (6.4)$$

6.2. Описание лабораторной работы № 6 и подготовка лабораторного стенда и оборудования

В ходе выполнения работы исследуются схемы усилителей напряжения на основе операционных усилителей ОУ, представленных на принципиальных схемах (рис. 6.7–6.9) и в виде перечня элементов к ним (табл. 6.1). Исследуемая схема собирается на макетной плате типа GL-36 или GL-48. Располагать элементы следует в полном соответствии с рекомендованной топологией, представленной на рис. 6.9. Для присоединения элементов к узлу используют внутриплатные соединения и проводниковые перемычки, которые должны иметь минимальную длину. При сборке схемы следует быть особо внимательным, чтобы избежать ошибок.

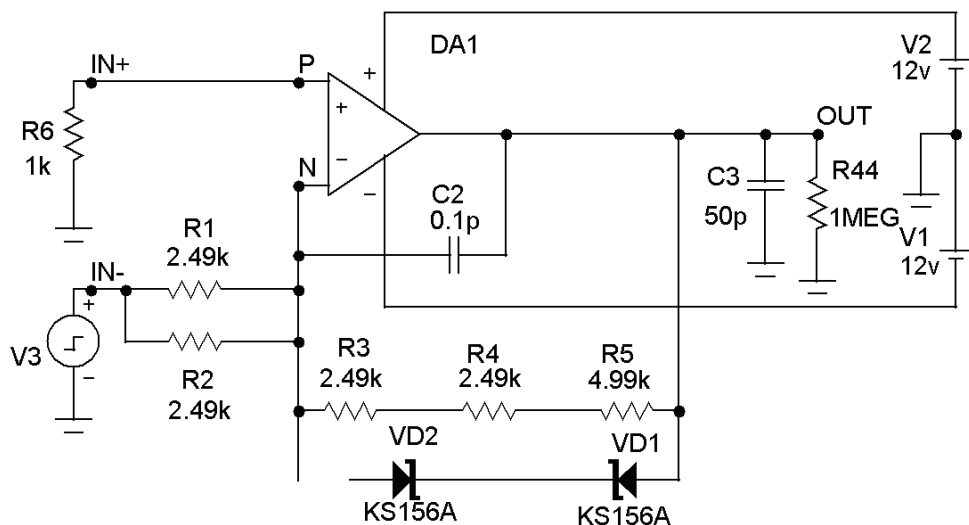


Рис. 6.7. Усилительные операционные схемы

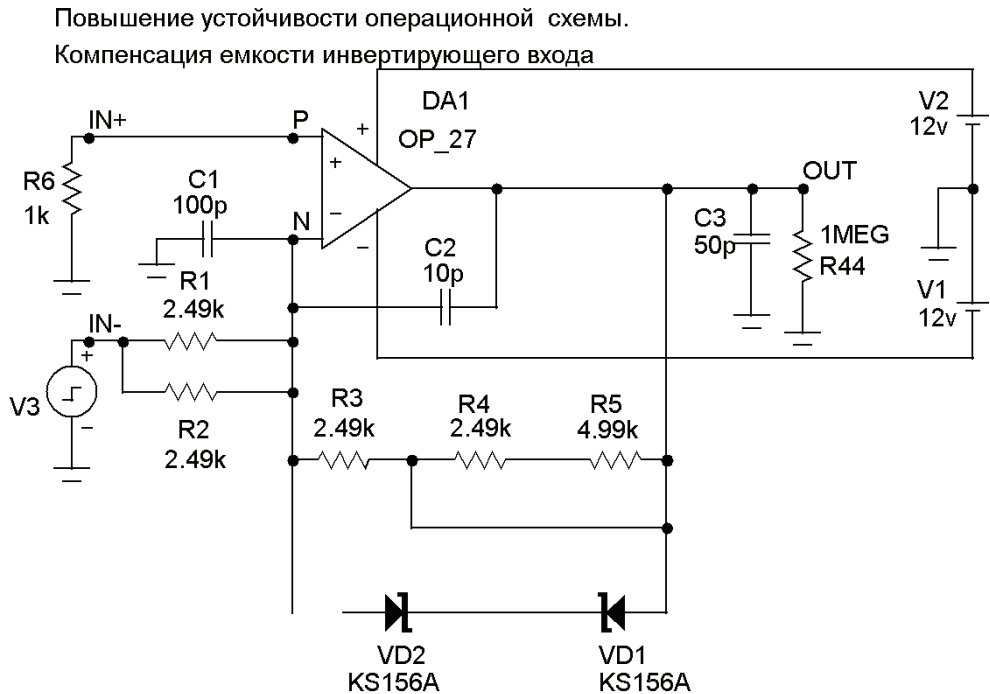


Рис. 6.8. Схема частотной коррекции и повышения устойчивости усилительных операционных схем

На макетной плате расположены элементы, позиционное обозначение и назначение которых следующее:

DA1 — широкополосный импульсный интегральный ОУ с полевыми транзисторами на входе К544УД2 А (прил. 2);

VD1, VD2 — кремниевый стабилитрон КС170 А [6] (прил. 3) амплитудного ограничителя;

R1, R2 — резисторы делителя цепи обратной связи ОС;

R3, R4, R5 — резисторы делителя цепи ОС для связи выхода ОУ с его инвертирующим входом;

R6 — резистор на неинвертирующем входе ОУ;

R7 — резистор разделения выхода ОУ и емкостной нагрузки;

C1 — конденсаторы дополнительной емкости инвертирующего входа;

C2 — конденсатор коррекции (компенсирующей емкости) цепи обратной связи;

C3 — емкость нагрузки.

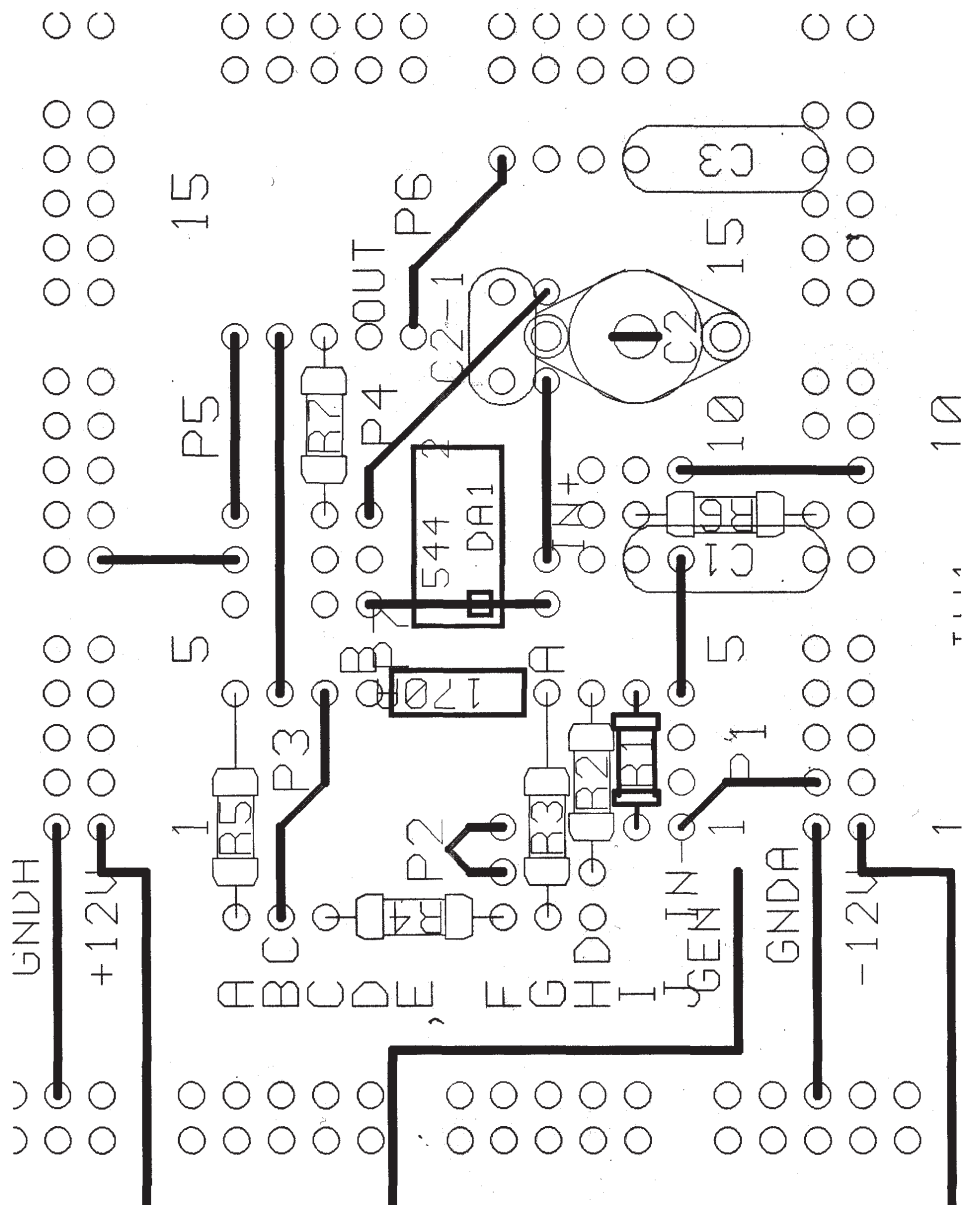


Рис. 6.9. Размещение элементов усилительных операционных схем на макетной плате GL-36

Таблица 6.1

Перечень элементов к схеме САУ_ЛР № 6

Обозначение	Наименование	Кол-во	Примечание
Конденсаторы			
C1	КМ-56-М75-100 пФ $\pm 10\%$	1	—
C2	КТ4-21а-4/20 пФ	1	—
C2–1	КТ-1-М47-20 пФ $\pm 10\%$	1	Параллельно C2 (подбор)
C3	К10-17-а-М75-51 пФ $\pm 10\%$	1	—
C4, C5	КМ-56-Н90-33 нФ	2	—
C6, C7	К50-35-16 В-22 мкФ	2	—
Микросхемы			
DA1	К544УД2А	1	—
Резисторы			
R1–R4	C2-29-0,125-2.49 кОм $\pm 1\%$	4	—
R5	C2-29-0,125-4.99 кОм $\pm 1\%$	1	—
R6	C2-23-0,125-1 кОм $\pm 5\%$	1	—
R7	C2-23-0,125-51 Ом $\pm 5\%$	1	—
Диоды			
VD1	КС170А	1	—

Источники питания V_2 и V_1 подключаются к клеммам макетной платы по трехпроводной схеме. Вывод «—» источника V_2 соединяется с нижней клеммой «общий» макетной платы, а вывод «+» — подключается к клемме V_2 макетной платы. Вывод «+» источника V_1 соединяется с клеммой «общий» на источнике питания, а вывод «—» подключается проводом к клемме V_1 макетной платы.

Перед подачей питания собранную цепь следует тщательно проверить на соответствие принципиальной схеме. Следует избегать паразитных соединений выводов элементов в процессе выполнения работы, особенно внимательно нужно следить за сохранностью соединений в цепи питания.

Сигнальный провод (клемма V_3) следует присоединить к входной точке $IN-$ или $IN+$ исследуемых схем. Перед подключением осциллографа к точкам исследуемой схемы необходимо установить пробники $P2200$ входов $CH1$ и $CH2$ осциллографа в положение $10X$ (коэффициент передачи 1:10). Сигнальный вход пробника следует зафиксировать в контактном гнезде. При этом общий провод входного пробни-

ка осциллографа следует присоединить к общей шине макетной платы (проводник, закрепленный вдоль края платы).

Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 6

1. Изучить схему и показатели операционного усилителя К544УД2А (прил. 2). Определить по графикам их значения для напряжения питания (± 12) В. Результаты расчетов параметров и значения максимальных выходных напряжений U_{m-} и U_{m+} занести в лабораторный журнал.

2. Рассчитать параметры схемы инвертирующего усилителя (см. рис. 6.7).

2.1. Для схемы инвертирующего усилителя рассчитать показатели (K_0 , $R_{ВХ}$, $R_{ВЫХ}$, $f_{В}$, $t_{Ф}$) для всех возможных коэффициентов усиления и полностью скорректированного ОУ (выводы 1 и 8 DA1 замкнуты).

2.2. Провести моделирование в системе Micro-CAP6 инвертирующего усилителя, используя для этого файл схемы LAB6_1.CIR из каталога DATA (в качестве ОУ использовать OP_15A, OP_27, или 544UD2). Получить частотные (режим *Analysis AC...*) и переходные (режим *Analysis Transient...*) характеристики усилителя. Определить значения максимальных выходных напряжений U_{m-} и U_{m+} в режиме ограничения, для чего подключить к резистору ОС параллельно стабилитроны VD1 и VD2. Провести измерение необходимых, рассчитанных выше (см. п. 2.1) величин, используя режим электронного курсора. Результаты занести в рабочий лабораторный журнал.

3. Рассчитать параметры схемы неинвертирующего усилителя (см. рис. 6.7).

3.1. Для схемы неинвертирующего усилителя рассчитать показатели (K_0 , $R_{ВХ}$, $R_{ВЫХ}$, $f_{В}$, $t_{Ф}$, $U_{СМ. ВЫХ}$) для всех возможных коэффициентов усиления и полностью скорректированного ОУ (выводы 1 и 8 DA1 замкнуты).

3.2. Провести моделирование в системе Micro-CAP6 неинвертирующего усилителя, используя для этого файл схемы LAB6_1.CIR из каталога DATA (в качестве ОУ использовать OP_15A, OP_27 или 544UD2). Получить частотные (режим *Analysis AC...*) и переходные (режим *Analysis Transient...*) характеристики усилителя. Провести измере-

ние необходимых рассчитанных выше (см. п. 3.1) величин, используя режим электронного курсора. Результаты занести в рабочий лабораторный журнал.

4. Расчет схемы компенсации емкости инвертирующего входа ОУ (см. рис. 6.8).

4.1. Рассчитать для коэффициента усиления $K_0 = 8$ инвертирующего усилителя величину емкости C_2 для компенсации влияния емкости инвертирующего входа $C_1 = 100$ пФ.

4.2. Провести моделирование в системе Micro-CAP6 инвертирующего усилителя с дополнительной емкостью на инвертирующем входе ОУ, используя для этого файлы схем LAB6_2.CIR из каталога DATA. Получить частотные (режим *Analysis AC...*) и переходные (режим *Analysis Transient...*) характеристики каскада. Для изменения значений емкости C_2 использовать многовариантный режим расчетов *Stepping*. Определить величину емкости C_2 , рассчитанную выше (см. п. 4.1), при условии минимальной длительности фронта и отсутствии колебательного процесса. Провести измерение величин K_0 и $t_{\Phi}(f_B)$, используя режим электронного курсора. Результаты занести в рабочий лабораторный журнал.

Задание для выполнения лабораторной работы

1. Изучить свойства схемы неинвертирующего усилителя на интегральном ОУ.

1.1. Собрать схему неинвертирующего усилителя, используя принципиальную схему (см. рис. 6.7), перечень элементов к ней (см. табл. 6.1), схему размещения элементов на макетной плате (см. рис. 6.9). Установить перемычку $P1$. Перемычки $P3$ и $P6$ на плату не устанавливать. Конденсатор $C1$ в схему не устанавливать. Подать питание на схему. Изучить статический режим схемы. Для этого измерить выходное напряжение смещения нуля всех возможных значений K_0 (для изменения коэффициента усиления использовать комбинации перемычек $P2$ и $P3$) схемы.

1.2. Измерить коэффициенты усиления неинвертирующего усилителя в соответствии с установками перемычек $P2$ и $P3$. Для этого подать сигнал генератора на вход $IN+$. Определить напряжение смещения нуля с учетом полученных выше результатов (см. п. 1.1), при-

веденное ко входу неинвертирующего усилителя. Занести результаты измерений в рабочий журнал.

2. Изучить свойства схемы инвертирующего усилителя на интегральном ОУ.

2.1. Собрать схему инвертирующего усилителя, используя принципиальную схему (см. рис. 6.7), перечень элементов к ней (см. табл. 6.1), схему размещения элементов на макетной плате (см. рис. 6.9). Установить перемычку $P1$. Перемычки $P3$ и $P6$ на плату не устанавливать. Конденсатор $C1$ в схему не устанавливать. Подать питание на схему.

2.2. Измерить коэффициенты усиления инвертирующего усилителя в соответствии с установками перемычек $P2$ и $P3$. Для этого убрать перемычку $P1$ и подать сигнал генератора на вход $IN-$.

2.3. Измерить амплитудную характеристику (с учетом обеих полярностей входного сигнала (см. рис. 6.3)) для коэффициента $K_0 = 4$ при отсутствии в схеме стабилитрона $VD1$. Обратить внимание и записать значение амплитуды выходного напряжения, начиная с которой фронт выходного импульса нарастает линейно. Повторить измерения для установленного в гнезда A и B схемы стабилитрона $VD1$ (см. рис. 6.9). Результаты представить на одном графике амплитудных характеристик.

2.4. Определить зависимость времени нарастания (малосигнального для экспоненциальной зависимости нарастания) выходного напряжения от установленного коэффициента усиления полностью скорректированного ОУ (выводы 1 и 8 $DA1$ закорочены перемычкой $P7$). Если переходный режим носит колебательный характер, то подключить конденсатор $C2$ и с помощью его подстройки минимизировать время нарастания выходного напряжения. Рассчитать значения верхней граничной частоты. Результаты занести в рабочий журнал. Построить зависимость верхней граничной частоты инвертирующего усилителя от его коэффициента усиления.

2.5. Определить скорость нарастания выходного напряжения большого сигнала (более 20 В) для обоих перепадов выходного напряжения ($K = 4$ и $K = 8$).

3. Изучить влияния емкости инвертирующего входа ОУ на устойчивость инвертирующего усилителя и способы ее компенсации.

3.1. Собрать схему по рис. 6.8, используя принципиальную схему, перечень элементов к ней, схему размещения элементов на макетной плате. Установить в схему конденсатор $C1$ и перемычку $P4$. Перемычку $P6$ на плату не устанавливать. Подать питание на схему.

3.2. Определить зависимость времени нарастания (малосигнального для экспоненциальной зависимости нарастания) выходного напряжения от установленного коэффициента усиления полностью скорректированного ОУ (выводы 1 и 8 DA1 закорочены перемычкой P7). Если переходный режим носит колебательный характер, то с помощью подстройки емкости конденсатор C2 минимизировать время нарастания выходного напряжения. При необходимости включить в схему дополнительный конденсатор C2-1. Результаты (и значение дополнительной емкости C2-1) занести в рабочий журнал. Построить зависимость верхней граничной частоты инвертирующего усилителя от его коэффициента усиления.

4. Изучить влияние емкости стабилитрона в схеме инвертирующего усилителя с амплитудным ограничением ОУ на частотные свойства усилителя. Для этого установить в гнезда A и B схемы стабилитрон VD1. Провести измерения по п. 2.1 для $K = 4$. Рассчитать емкость стабилитрона по формулам (6.3) и (6.4). Сравнить полученные результаты и сделать выводы.

Требования к отчету

Отчет выполняется индивидуально каждым студентом в соответствии с требованиями стандарта предприятия СТП УрФУ и должен содержать следующие разделы:

- 1) название и цель работы;
- 2) краткую характеристику лабораторного и измерительного оборудования. Основные справочные данные используемых в работе элементов;
- 3) результаты теоретических расчетов;
- 4) краткое описание методик измерения, экспериментальные результаты и результаты их обработки, их сравнение с данными теоретических расчетов, выводы. Результаты следует помещать в таблицы и представлять в виде графиков. Данные в виде таблиц должны содержать результаты расчетов, моделирования в системе Micro-CAP6 и экспериментальные данные;
- 5) оценку погрешностей;
- 6) заключение.

Вопросы по лабораторной работе № 6

1. Какой усилитель называется операционным? Дайте определение.
2. Приведите классификацию и состав показателей ОУ.
3. Назовите показатели идеального ОУ.
4. Назовите основные характеристики ОУ.
5. Приведите амплитудную характеристику ОУ.
6. Назовите источники погрешностей операционной схемы по постоянному току.
7. Приведите частотные характеристики ОУ и способы их коррекция.
8. Поясните влияние ограничения скорости ОУ на время установления выходного напряжения операционной схемы.
9. Каковы основные показатели инвертирующего усилителя на ОУ?
10. Каковы основные показатели неинвертирующего усилителя на ОУ?
11. Поясните работу амплитудного ограничителя в схеме инвертирующего усилителя. Изменится ли его характеристика в схеме неинвертирующего усилителя?
12. Поясните принцип схемной компенсации емкости инвертирующего входа ОУ.
13. Чем определяется минимальная и максимальная величина резисторов цепи ОС?

Рекомендуемый библиографический список

1. Павлов, В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебник для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. — 2-е изд., испр. — Москва : Горячая линия-Телеком, 2001. — 320 с. — ISBN 5-93517-025-6.
2. Ногин, В. Н. Аналоговые электронные устройства / В. Н. Ногин. — Москва : Радио и связь, 1992. — 304 с. — ISBN 5-256-01022-0.

3. Волович, Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г. И. Волович. — Москва : Додэка-XXI, 2005. — 528 с. — ISBN 978-5-94120-254-6.
4. Иванов, В. Ю. Основы теории автоматического регулирования в приложении к анализу операционных схем : учебно-методическое пособие / В. Ю. Иванов, Н. Ф. Школа. — Екатеринбург : УрФУ, 2010. — 100 с.
5. Школа, Н. Ф. Аналоговые интегральные микросхемы : учебно-методическое пособие / Н. Ф. Школа. — Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2002. — 100 с.
6. ФГУП «НПП «ВОСТОК»». Операционные усилители (БКО.348.257 ТУ). Широкополосный быстродействующий операционный усилитель с полевыми транзисторами на входе. — URL: <http://www.vostok.nsk.su/files/pdf/544UD2a.pdf> (дата обращения: 10.02.2020). — Загл. с титул. экрана.
7. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы : справочник / А. В. Баюков, А. Б. Гитцевич, А. А. Зайцев [и др.]. — Москва : Энергоатомтздат, 1987. — 744 с.

7. Электронные схемы на основе операционных усилителей с частотно-зависимыми обратными связями

Цель работы: изучить типовые аналоговые схемы линейного преобразования на интегральных операционных усилителях с частотно-зависимыми ОС: интегратора, дифференциатора и активного фильтра 2 порядка. Освоить методику расчета их основных показателей, практически освоить методы настройки и измерения основных параметров и характеристик схем. Изучить возможности и исследовать схему спектрометрического фильтра CR-2RC. Приобрести навыки работы с реальными компонентами и схемами на их основе.

7.1. Общие сведения и расчетные формулы

Широкое применение находят устройства, в которых используются ОУ с реактивными элементами в цепи обратной связи [1–5].

7.1.1. Интеграторы на ОУ. Простейшие схемы и основные свойства интеграторов

Чтобы понять, почему схема простейшего интегратора (рис. 7.1, а) способна интегрировать, запишем выражение для тока, протекающего через конденсатор

$$I_c = C \frac{dU_c}{dt}.$$

Если ОУ близок к идеальному с входным током $I_{вх} = 0$ и значением K настолько большим, что потенциал инвертирующего входа мож-

но считать равным нулю, то $I_R = -I_c$. Поскольку $U_c = -U_{\text{ВЫХ}}$, можно записать

$$I_c = -C \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R} = I_R.$$

Разрешая это выражение относительно $dU_{\text{ВЫХ}}$, находим

$$dU_{\text{ВЫХ}} = \left(-\frac{1}{RC} \right) \cdot U_{\text{ВХ}} dt,$$

а интегрируя его, получаем

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{ВХ}} dt.$$

Пределами интегрирования здесь являются моменты времени, соответствующие началу и концу интервала времени наблюдения сигнала. При скачке входного сигнала $U_{\text{ВХ}}$, интеграл является линейной функцией времени

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_c = -\frac{1}{RC} U_{\text{ВХ}} t.$$

Этим свойством интегратора широко пользуются при проектировании прецизионных генераторов линейно изменяющегося напряжения.

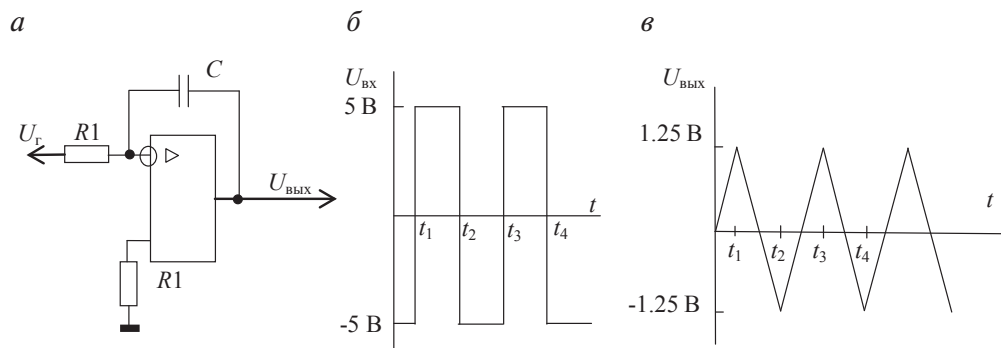


Рис. 7.1 Простейший интегратор на ОУ:

а — схема интегратора на ОУ; *б* — входной сигнал интегратора;
в — выходной сигнал интегратора

Для примера применения интегратора рассмотрим схему генератора пилообразного напряжения [5]. В схеме генератора $R_1 = 10$ кОм; $C = 0.1$ мкф. На вход ОУ подаются прямоугольные импульсы в виде меандра с частотой 1 кГц и амплитудой 5 В (см. рис. 7.1, б). Определим

форму и параметры выходного напряжения. Поскольку сигнал периодический, для описания выходного напряжения достаточно рассмотреть только один полный период, например, длительностью $T = t_3 - t_1 = 1$ мс. Имеем $U_{\text{ВХ}} = 5$ В при $t_1 < t < t_2$, $U_{\text{ВХ}} = -5$ В при $t_2 < t < t_3$. Для описания выходного сигнала достаточно выяснить его форму и значение напряжений на концах каждого полупериода. Поскольку $U_{\text{ВХ}}$ в течение полупериода постоянно,

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t U dt$$

представляет собой наклонную прямую на каждом полупериоде.

Напряжение на конденсаторе за первый полупериод, т. е. в интервале между t_1 и t_2 ($t_2 - t_1 = 0.5$ мс) изменяется на величину

$$U_{\text{ВЫХ}^+} = - \frac{+5 \text{ В}}{10 \text{ кОм} \cdot 0.1 \text{ мкФ}} (t_2 - t_1) = -2.5 \text{ В}.$$

Аналогично находим изменение напряжения на выходе за второй полупериод между t_3 и t_2

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}^-} = - \frac{-5 \text{ В}}{10 \text{ кОм} \cdot 0.1 \text{ мкФ}} (t_3 - t_2) = 2.5 \text{ В}.$$

В установившемся режиме, на выходе получится симметричный двуполярный сигнал (без постоянной составляющей). Поскольку скорость изменения выходного напряжения одинакова по абсолютной величине и противоположна по знаку, постольку на границах полупериодов выходное напряжение будет принимать значение ± 1.25 В. Полученный выходной сигнал показан на рис. 7.1, в.

Однако, если входной сигнал будет содержать постоянную составляющую (например, длительность положительного полупериода не равна длительности отрицательного), выходное напряжение будет по-прежнему треугольным, но у него появится постоянная составляющая, и она будет нарастать с течением времени. Точно так же на выходной сигнал будет действовать напряжение смещения нуля ОУ (рис. 7.2).

Интегрирование постоянной составляющей на входе приводит к тому, что выходное напряжение постоянно возрастает и рано или поздно достигает максимально возможного выходного напряжения ОУ. При этом ОУ выходит из линейного режима и интегратор перестает выполнять свои функции.

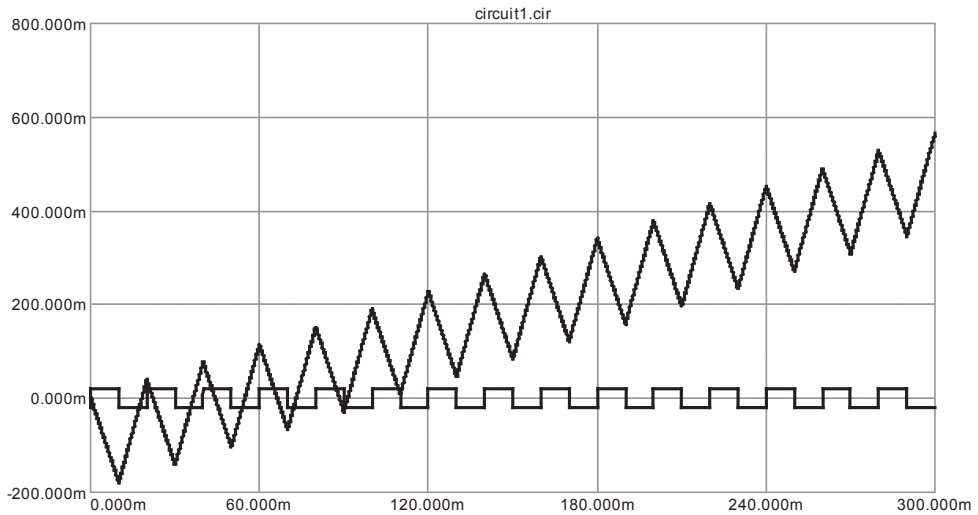


Рис. 7.2. Входное и выходное напряжение интегратора при наличии напряжения смещения нуля ОУ

В частотной области интегратор на ОУ представляет собой фильтр нижних частот первого порядка. Общий вид его АЧХ представлен на рис. 7.3. Спад коэффициента усиления проходит с наклоном -20 дБ/дек, частота среза — $1 / (2\pi RC)$.

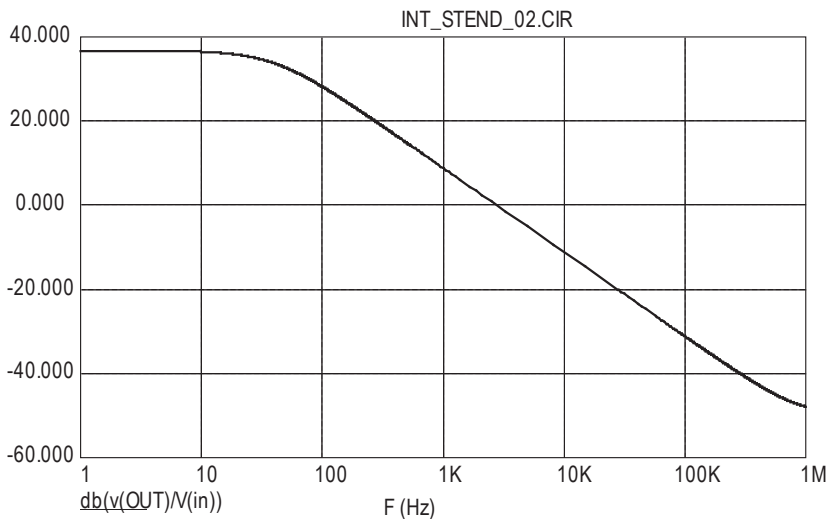


Рис. 7.3. Общий вид АЧХ простейшего интегратора на ОУ

7.1.2. Дифференциаторы на ОУ. Простейшие схемы и основные свойства дифференциаторов

Для выполнения операции дифференцирования над сигналами применяют схему, приведенную на рис. 7.4. Данная схема создает выходное напряжение, пропорциональное скорости изменения входного.

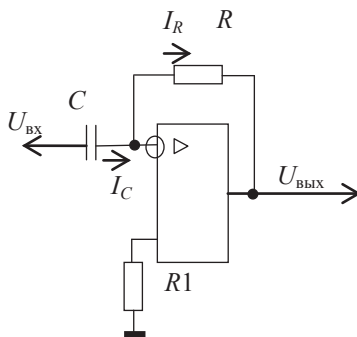


Рис. 7.4. Дифференциатор на ОУ

При дифференцировании входного сигнала, усилитель должен пропускать только переменную составляющую входного напряжения и коэффициент усиления дифференциатора должен возрастать при увеличении скорости изменения входного сигнала. Для выполнения этого требования следует использование в качестве входного элемента ОУ емкость C . Ток через емкость составляет

$$I_c = C \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}.$$

Напряжение U_c равно входному напряжению $U_{\text{ВХ}}$, т.к. потенциал инвертирующего входа близок к нулю. Если предположить, что ОУ идеален, ток через сопротивление R можно считать равным току через емкость, т.е. $I_R = I_c$. Но $U_{\text{ВЫХ}} = -RI_R = -I_c R$, поэтому

$$U_{\text{ВЫХ}} = -RC \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}.$$

С увеличением частоты входного сигнала уменьшается реактивное сопротивление X_c . При этом возрастает коэффициент усиления дифференциатора по отношению к высокочастотным составляющим

на входе. Однако это возрастание коэффициента усиления ограничивается частотными свойствами ОУ.

При идеальном ОУ частотная характеристика должна представлять собой прямую линию с наклоном $+20$ дБ/дек (штриховая прямая 1 на рис. 7.5). Реальный ОУ на высоких частотах имеет спад частотной характеристики и не может обеспечивать высокий коэффициент усиления. У ОУ спад частотной характеристики равен -20 дБ/дек (штриховая прямая 2 на рис. 7.5). На частоте пересечения этих характеристик в схеме простейшего дифференциатора на ОУ наблюдается резонансный пик (сплошная линия на рис. 7.5). Фактически такая схема является избирательным усилителем с очень большим коэффициентом усиления. Поэтому на частоте резонансного пика высока вероятность возникновения колебаний (самовозбуждение схемы).

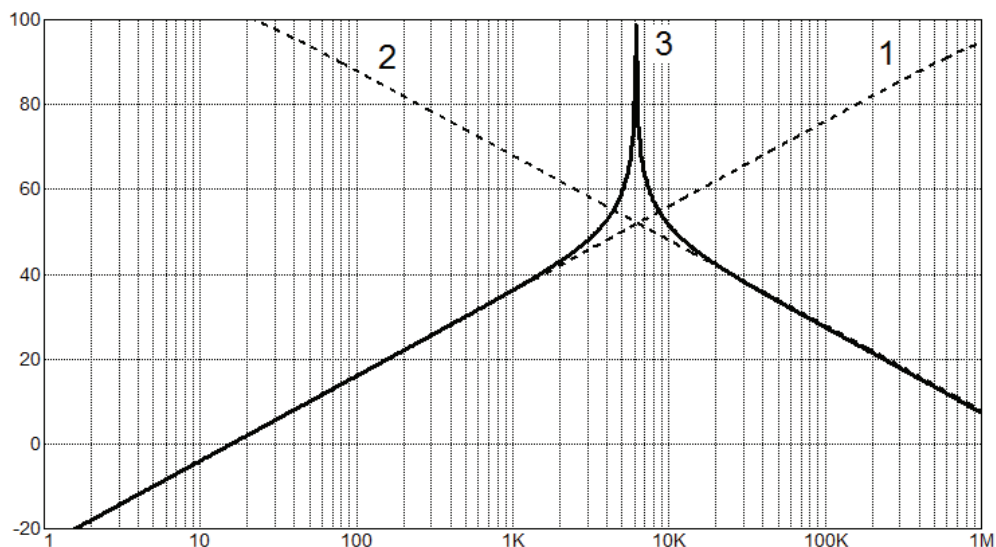


Рис. 7.5. АЧХ простейшего дифференциатора:

1 — АЧХ дифференциатора на идеальном ОУ; 2 — АЧХ реального ОУ;
3 — АЧХ дифференциатора на реальном ОУ

Склонность к самовозбуждению схемы простейшего дифференциатора при работе является ее особенностью, поэтому требуется принять меры для динамической стабилизации дифференциатора.

Представляет опасность и значительное увеличение усиления дифференциатора на достаточно высоких частотах. По этой причине высокочастотные составляющие спектра собственного шума ОУ после

значительного усиления накладываются на полезный сигнал и искажают его. На практике применяют модифицированную схему рис. 7.6, а.

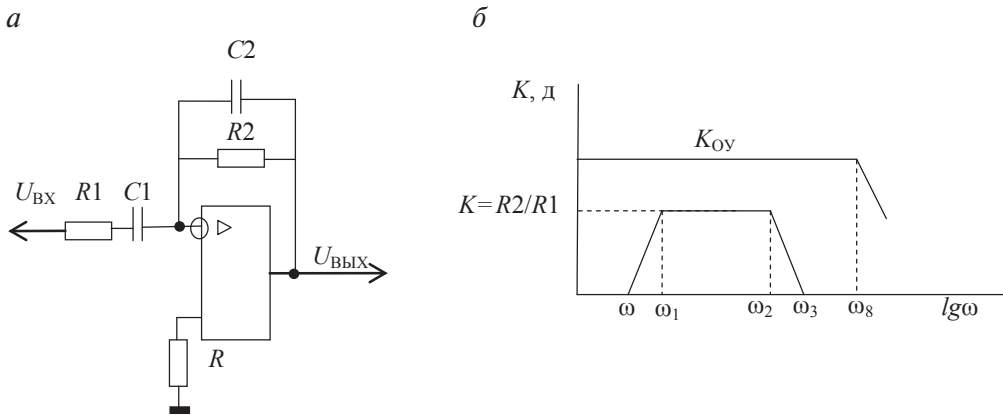


Рис. 7.6. Дифференциатор входного сигнала на ОУ для практического применения:

а — модифицированная схема дифференциатора; б — логарифмическая амплитудно-частотная характеристика дифференциатора

На рис. 7.6, б приведена логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ОУ, которая обеспечивает нормальную работу рассматриваемой схемы в режимах дифференциатора, усилителя и интегратора. В этой схеме реализованы функция дифференцирования входных сигналов до частоты ω_1 , функция усиления в диапазоне частот от ω_1 до ω_2 и функция интегрирования на частотах выше ω_2 . Усиление схемы в области высоких частот оказывается ограниченным и частотные свойства ОУ уже не влияют на ее работу.

Сопряженные частоты АЧХ дифференциатора (см. рис. 7.6, б) определяются по формулам:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_2 C_1};$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1};$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2};$$

$$\omega_3 = \frac{1}{R_1 C_2}.$$

7.1.3. Активные RC -фильтры второго порядка на усилителе с конечным K

Активные фильтры строятся на основе операционных усилителей и пассивных частотно-зависимых звеньев, включаемых в цепи обратной связи усилителя (см. лабораторную работу № 8). Их можно разделить на две большие группы. В первую входят неинвертирующие фильтры на усилителях с конечным коэффициентом усиления (от долей до нескольких единиц). Во вторую входят фильтры на инвертирующих усилителях с очень большим усилением.

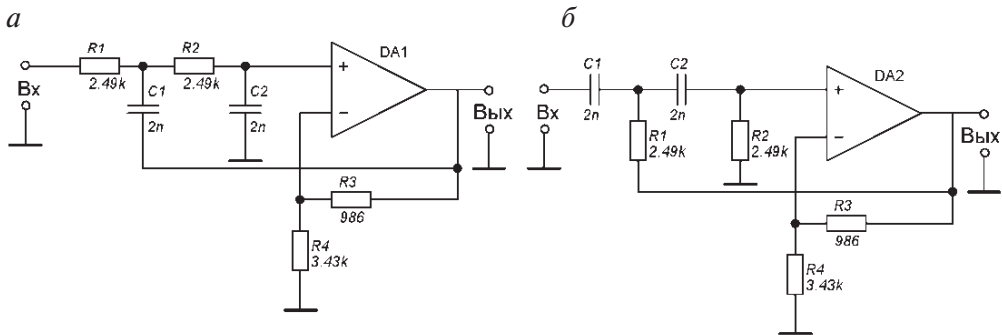


Рис. 7.7. RC -фильтры второго порядка на усилителе с конечным K :

a — схема фильтра нижних частот ФНЧ второго порядка; $б$ — схема фильтра верхних частот ФВЧ второго порядка

Основу звена ФНЧ составляет RC -фильтр из двух ячеек R_1C_1 и R_2C_2 (рис. 7.7, a). Его особенностью является положительная ОС за счет подключения C_1 к выходу усилителя при общем неинвертирующем характере звена. Положительная ОС действует вблизи частоты среза, увеличивает коэффициент усиления и резкость изгиба АЧХ. Чем больше коэффициент усиления $K = 1 + R_3/R_4$, тем больше добротность Q . Допустимый K не должен превышать 3 во избежание самовозбуждения.

Передаточная функция фильтра будет

$$\begin{aligned}
 W(p) &= \frac{1 + \frac{R_3}{R_4}}{1 + pC_2(R_1 + R_2) - pC_1R_1\frac{R_3}{R_4} + p^2C_1C_2R_1R_2} = \\
 &= \frac{K}{1 + pRC\left(2 - \frac{R_3}{R_4}\right) + p^2(CR)^2} = \frac{K}{1 + pRC(3 - K) + p^2(CR)^2}.
 \end{aligned}$$

Собственная частота фильтра и добротность фильтра составят:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}};$$

$$Q_F = \frac{\left(\frac{C_2 R_2}{C_1 R_1}\right)^{1/2}}{\frac{C_2}{C_1} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) - \frac{R_3}{R_4}}.$$

Для получения большого Q_F необходимо уменьшать знаменатель дроби, но тогда Q_F будет очень чувствительна к изменениям параметров элементов фильтра, т. е. нестабильна.

При расчете фильтра принимают равнономинальные элементы $R_3 = R_4 = R$ и $C_1 = C_2 = C$.

В таком случае нормализованная характеристика ФНЧ примет вид

$$W(p) = \frac{K}{1 + pRC \left(2 - \frac{R_3}{R_4}\right) + p^2 (CR)^2} = \frac{K}{1 + pa + p^2 b};$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$\text{и } Q_F = \frac{1}{3 - K}.$$

Здесь должно быть $K < 3$, иначе теряется устойчивость схемы.

Частными случаями для схемы ФНЧ являются $K = 1$ (повторитель напряжения на ОУ) и $K = 2$, т. е. $R_3 = R_4$. Эти соотношения на практике легко выполняются.

Для реализации различных типов фильтров задают параметр $K = \alpha$ нормализованной характеристики согласно табл. 7.1.

Частота среза фильтра рассчитывается по формуле

$$f_c = \frac{\sqrt{b}}{2\pi \cdot RC} = \frac{1}{2\pi f_H \cdot RC} = \frac{1}{2\pi f_H \tau}, \quad (7.1)$$

частота генерации колебаний для $K = 3$ — по формуле

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot RC}.$$

Таблица 7.1

Параметры нормализованной характеристики ФНЧ второго порядка

Тип фильтра	a	b	α	Нормировочный коэффициент частоты $f_n = \frac{1}{\sqrt{b}}$
С критическим затуханием	1.287	0.414	1	1.56
Бесселя	1.362	0.618	1.268	1.27
Баттерворта	1.414	1.000	1.586	1.00
Чебышева 0,5 дБ	1.361	1.383	1.842	0.85
Чебышева 2 дБ	1.181	1.778	2.114	0.74

7.2. Описание лабораторной работы № 7 и подготовка лабораторного стенда

В ходе выполнения работы исследуются преобразователи на основе операционных усилителей ОУ, представленные на принципиальных схемах (рис. 7.8–7.11) и перечнем элементов к ним (табл. 7.2). Исследуемая схема собирается на макетной плате типа GL-36 или GL-48. Располагать элементы следует в полном соответствии с рекомендованной топологией, представленной на рис. 7.12. Для присоединения элементов к узлу используют внутрисплатные соединения и проводниковые перемычки, которые должны иметь минимальную длину. При сборке схемы следует быть особо внимательным, чтобы избежать ошибок.

На макетной плате расположены элементы, позиционное обозначение и назначение которых следующее:

$DA1$ — быстродействующий интегральный ОУ с полевыми транзисторами на входе (К544УД2 А — справочные данные приведены в прил. 2);

$R1$ — резистор делителя цепи обратной связи ОС;

$R2, R3, R6$ — резисторы делителя цепи ОС для связи выхода ОУ с его инвертирующим входом;

$R7$ — резистор на неинвертирующем входе ОУ;

$R4$ — резистор обеспечения устойчивости дифференцирующего преобразователя;

$R8, R9$ — резисторы делителя цепи отрицательной ОС активного ФНЧ;

$R10$ — резистор цепи ОС активного ФНЧ;

$C1$ — конденсатор дифференцирующего преобразователя;
 $C2$ — конденсатор интегрирующего преобразователя и активного ФНЧ;
 $C3$ — конденсатор активного ФНЧ.

a Операционные схемы с частотно-зависимой ОС. Интегратор

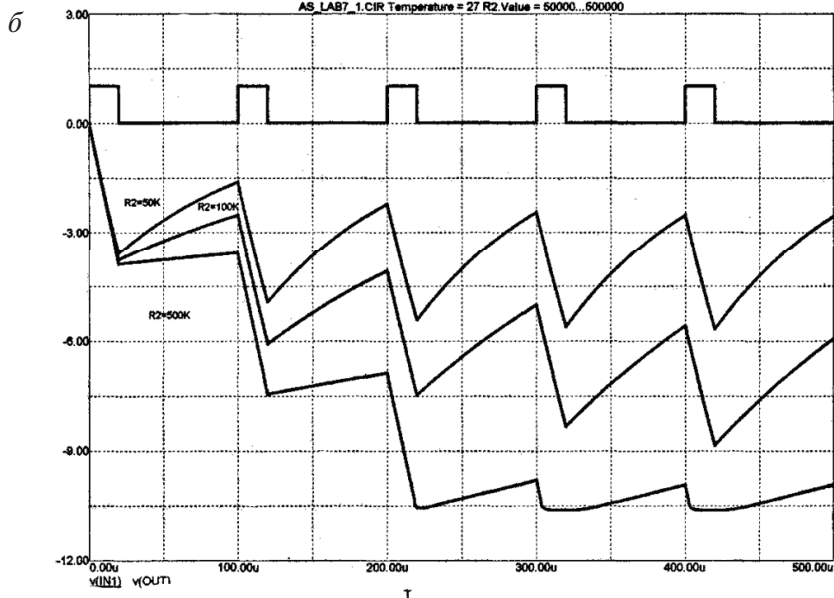
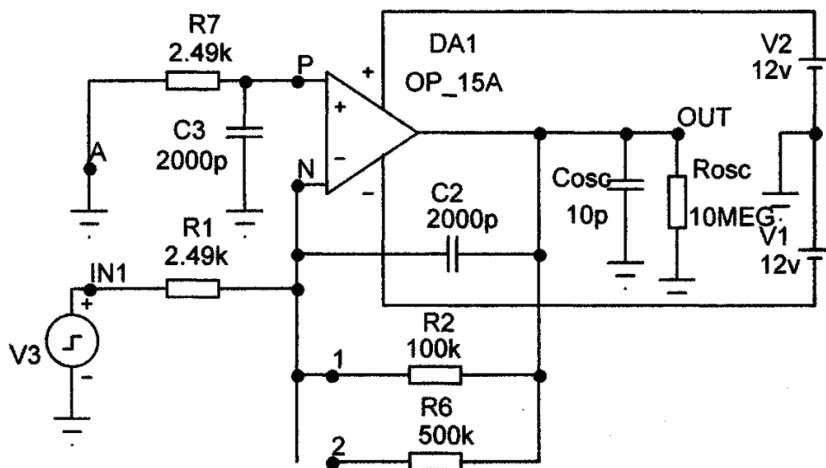
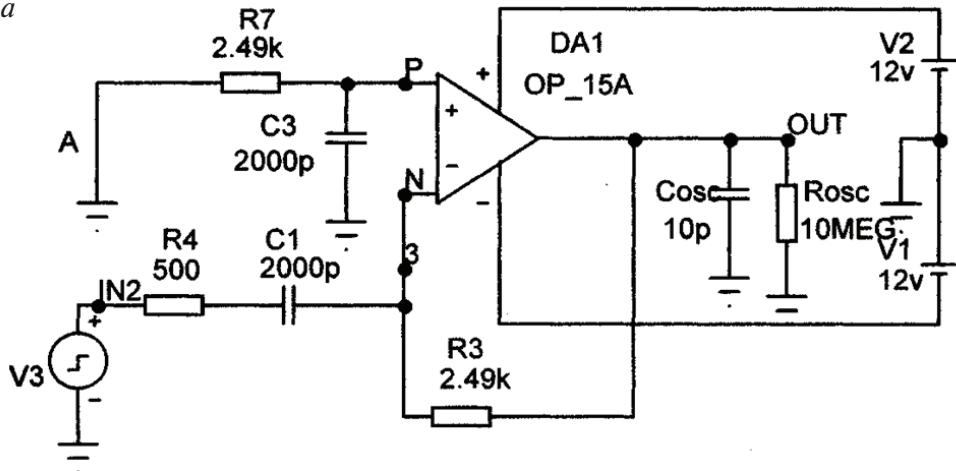


Рис. 7.8. Интегрирующий преобразователь:
 схема (а) и временные диаграммы (б) в характерных точках $IN1$ и OUT

Операционные схемы с частотно-зависимой ОС. Дифференциатор

а



б

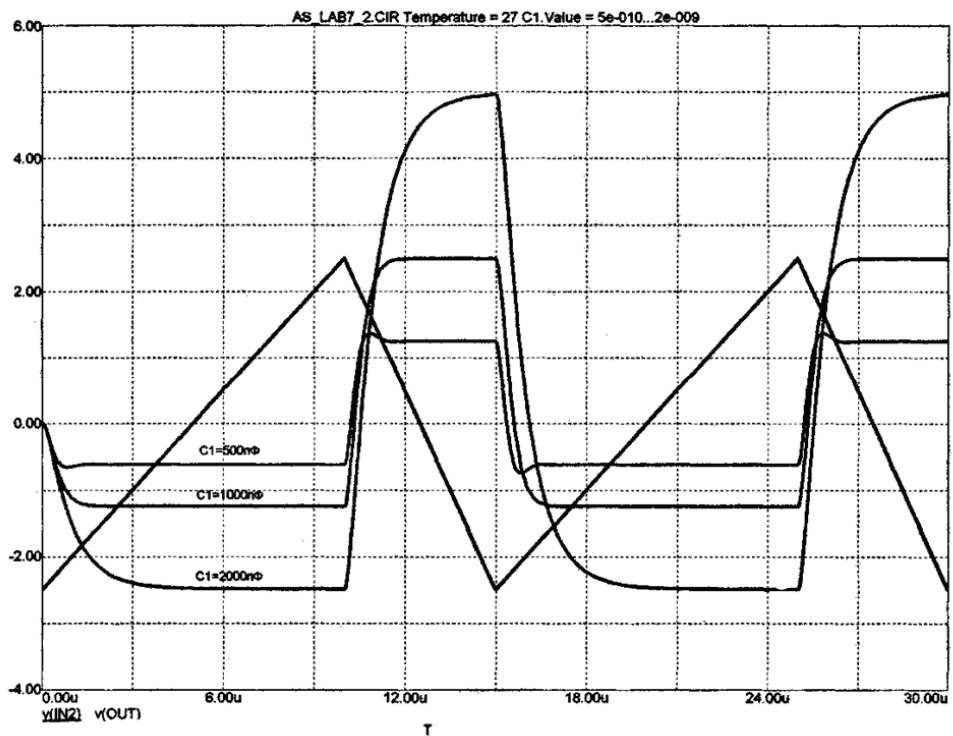
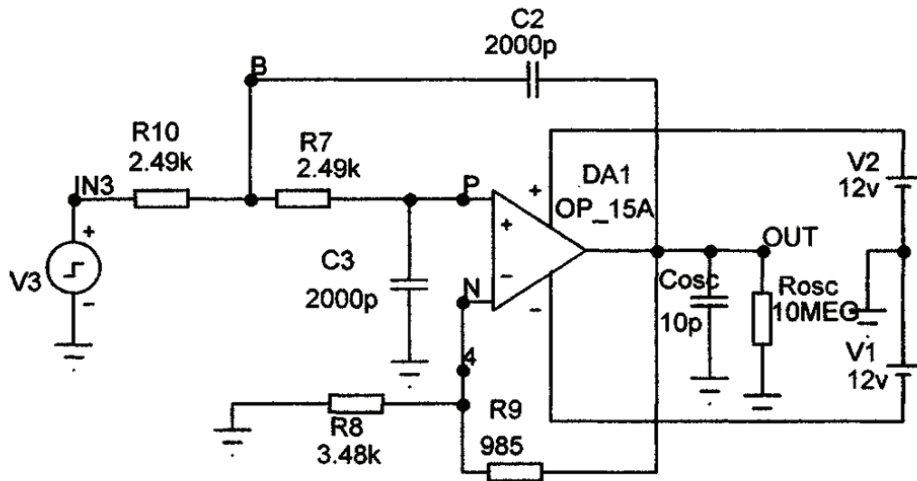


Рис. 7.9. Дифференцирующий преобразователь:
схема (а) и временные диаграммы (б) в характерных точках $IN2$ и OUT

Операционные схемы. ФНЧ 2 порядка (ФНЧ Саллена-Кея)

a



б

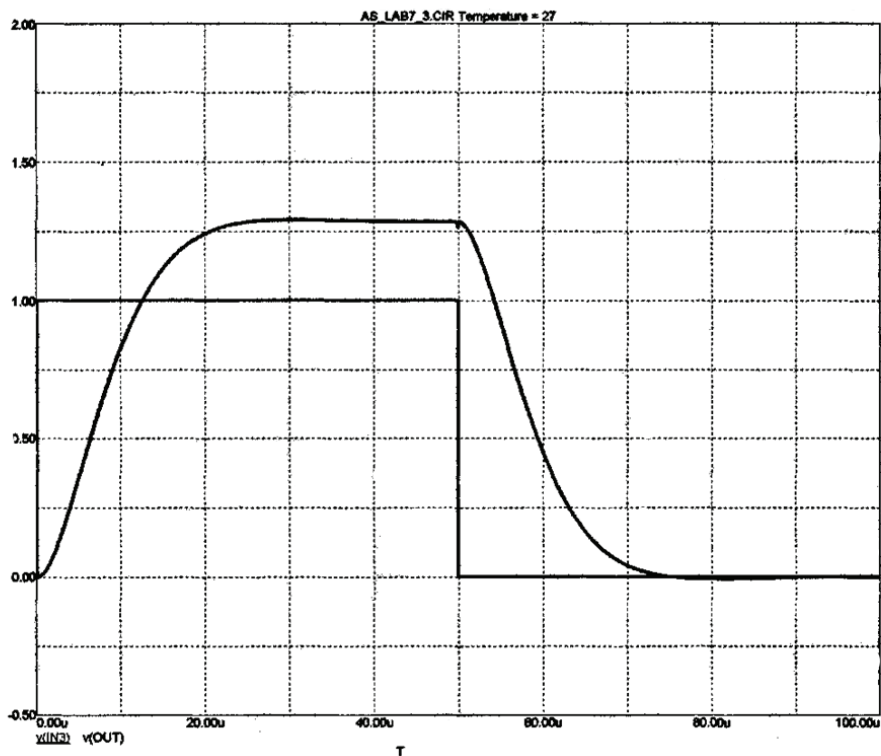
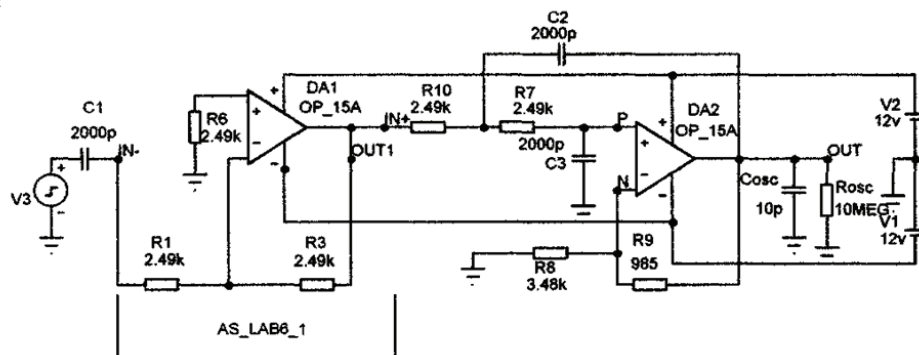


Рис. 7.10. ФНЧ второго порядка Саллена — Кея:
схема (а) и временные диаграммы (б) в характерных точках *IN3* и *OUT*

Операционные схемы. Спектрометрический фильтр CR-2RC

а



б

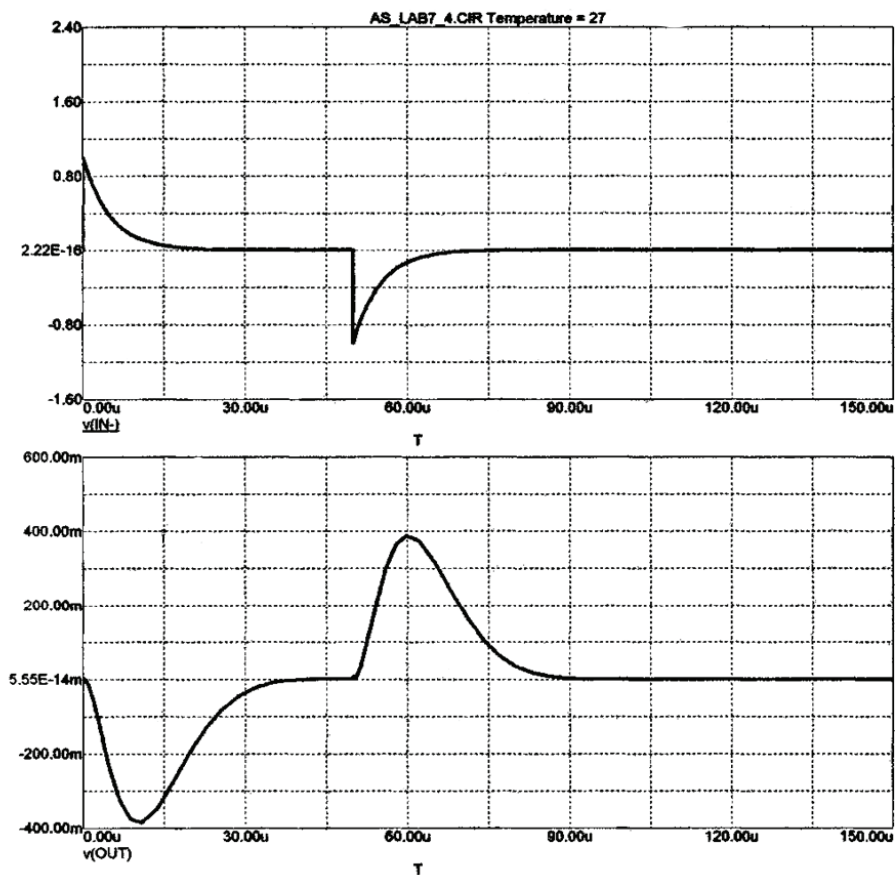


Рис. 7.11. Спектрометрический фильтр CR-2RC:
схема (а) и временные диаграммы (б) в характерных точках $IN-$ и OUT

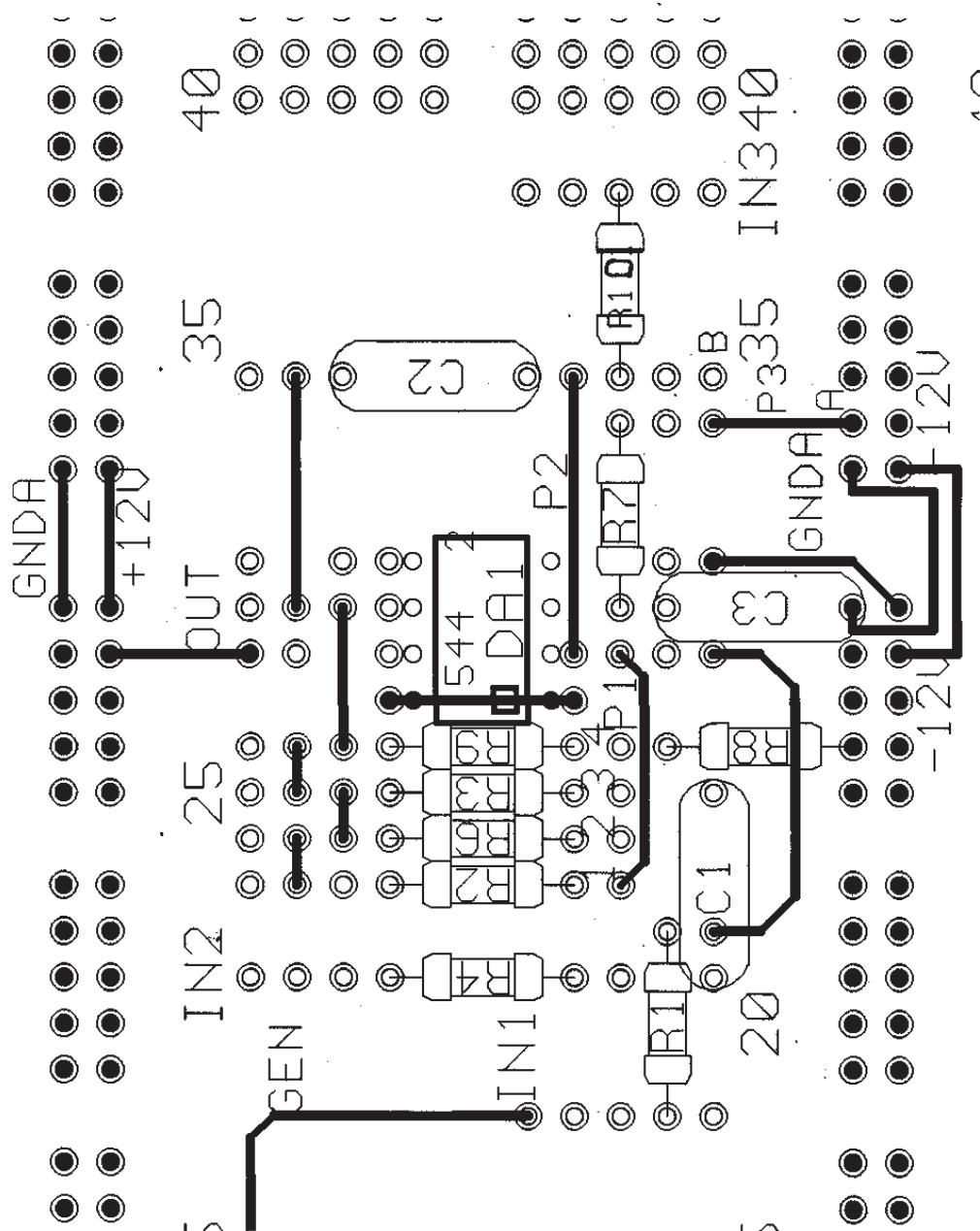


Рис. 7.12. Размещение элементов преобразовательных операционных схем на макетной плате GL-36

Таблица 7.2

Перечень элементов к схеме САУ_ЛР № 7

Обозначение	Наименование	Кол-во	Примечание
Конденсаторы			
$C1-C3$	K10-17 -а- M1500-2000 пФ $\pm 10\%$	3	—
$C1-1$	K10-17 -а- M1500-1000 пФ $\pm 10\%$	1	Вместо $C1$
Микросхемы			
$DA1$	K544УД2А	1	—
Резисторы			
$R1$	C2-29-0.125-2,49 кОм $\pm 1\%$	1	—
$R2$	C2-23-0.125-100 кОм $\pm 5\%$	1	—
$R3$	02-29-0.125-2,49 кОм $\pm 1\%$	1	—
$R4$	C2-23-0.125-470 Ом $\pm 5\%$	1	—
$R5$	C2-29-0.125-200 Ом $\pm 1\%$	1	Вместо $R4$
$R6$	C2-23-0.125-200 кОм $\pm 5\%$	1	—
$R7$	C2-29-0.125-2,49 кОм $\pm 1\%$	1	—
$R8$	C2-23-0.125-3.6 кОм $\pm 5\%$	1	—
$R9$	C2-23-0.125-1 кОм $\pm 5\%$	1	—
$R10$	C2-29-0.125-2.49 кОм $\pm 1\%$	1	—

Источники питания $I2$ и $I1$ подключаются к клеммам макетной платы по трехпроводной схеме. Вывод «-» источника $I2$ соединяется с нижней клеммой «общий» макетной платы, а вывод «+» подключается к клемме $I2$ макетной платы. Вывод «+» источника $I1$ соединяется с клеммой «общий» на источнике питания, а вывод «-» подключается проводом к клемме $I1$ макетной платы.

Перед подачей питания собранную цепь следует тщательно проверить на соответствие принципиальной схеме. Следует избегать паразитных соединений выводов элементов в процессе выполнения работы, особенно внимательно нужно следить за сохранностью соединений в цепи питания. При появлении генерации на выходе схем, одним из возможных способов ее устранения является шунтирование цепей питания конденсаторами большой емкости (от 22 до 47 мкФ).

Сигнальный провод (клемма $I3$) следует присоединить к входной точке $IN1$, $IN2$ или $IN3$ исследуемых схем. Перед подключением осциллографа к точкам исследуемой схемы необходимо установить пробники $P2200$ входов $CH1$ и $CH2$ осциллографа в положение 10X (коэффициент передачи 1:10). Сигнальный вход пробника следует за-

фиксировать в контактном гнезде. При этом общий провод входного пробника осциллографа следует присоединить к общей шине макетной платы по возможности ближе к исследуемой схеме и следить за надежностью соединения. Временную развертку осциллографа следует запускать с помощью сигнала канала *CH1*, подключенного ко входному узлу исследуемой схемы, либо внешнего сигнала.

Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 7

1. Изучить принципиальные схемы исследуемых устройств.
2. Оценить параметры схемы интегрирующего преобразователя (интегратора) (см. рис. 7.8).

Для схемы интегрирующего преобразователя (интегратора) рассчитать показатели ($K_{\text{и}}$, $\tau_{\text{и}}$, $\tau_{\text{с}}$, $U_{\text{смввых}}$) для полностью скорректированного ОУ (выводы 1 и 8 ИМС замкнуты).

Провести моделирование в системе Micro-CAP6 интегрирующего преобразователя (интегратора), используя для этого файл схемы AS_LAB7_1.CIR из каталога DATA_LAB (В качестве ОУ использовать OP_15A или K544УД2.) Получить частотные (режим *Analysis AC...*) и переходные (режим *Analysis Transient...*) характеристики интегратора. Для изменения значений сопротивления R_2 использовать многовариантный режим расчетов *Stepping*.

Провести измерение необходимых рассчитанных по п. 2 величин, используя режим электронного курсора. Результаты занести в рабочий лабораторный журнал.

3. Оценить параметры схемы дифференцирующего преобразователя (дифференциатора) (см. рис. 7.9).

Для схемы дифференцирующего преобразователя (дифференциатора) рассчитать показатели ($K_{\text{д}}$, $\tau_{\text{д}}$, $\tau_{\text{нар}}$, $U_{\text{смввых}}$) для полностью скорректированного ОУ (выводы 1 и 8 ИМС замкнуты).

Провести моделирование в системе Micro-CAP6 схемы дифференцирующего преобразователя (дифференциатора), используя для этого файл схемы AS_LAB7_2.CIR из каталога DATA_LAB. (В качестве ОУ использовать OP_15A или K544УД2.) Получить частотные (режим *Analysis AC...*) и переходные (режим *Analysis Transient...*) характеристики

ки дифференциатора. Для изменения значений емкости $C1$ и сопротивления $R4$ использовать многовариантный режим расчетов *Stepping*.

Провести измерение необходимых рассчитанных по п. 3, величин, используя режим электронного курсора. Результаты занести в рабочий лабораторный журнал.

4. Проанализировать схему активного фильтра низкой частоты 2 порядка Саллена — Кея (см. рис. 7.10).

Рассчитать величины коэффициента усиления и верхней граничной частоты активного фильтра.

Провести моделирование в системе Micro-CAP6 активного фильтра низкой частоты 2 порядка, используя для этого файлы схем AS_LAB7_3.CIR из каталога DATA. Получить частотные (режим *Analysis AC...*) и переходные (режим *Analysis Transient...*) характеристики активного фильтра.

Провести измерение величин K_0 и $t_{\text{НАР}}(f_{\text{В}})$, используя режим электронного курсора. Результаты занести в рабочий лабораторный журнал.

5. Проанализировать схему спектрометрического фильтра CR-2RC (см. рис. 7.11).

Рассчитать показатели: коэффициент передачи, постоянную времени фильтра, время достижения максимума и длительность выходного импульса на уровне 1 % от амплитудного значения.

Провести моделирование в системе Micro-CAP6 схемы спектрометрического фильтра CR-2RC, используя для этого файл схемы AS_LAB7_4.CIR из каталога DATA_LAB. Получить частотные (режим *Analysis AC...*) и переходные (режим *Analysis Transient...*) характеристики спектрометрического фильтра CR-2RC.

Провести измерение величин K_0 , $T_{\text{М}}$ и $T_{\text{И}1\%}$, используя режим электронного курсора.

Результаты занести в рабочий лабораторный журнал.

Задание для выполнения лабораторной работы

1. Изучить свойства схемы интегрирующего преобразователя (интегратора) на интегральном ОУ.

1.1. Собрать схему интегратора, используя принципиальную схему (см. рис. 7.8), перечень элементов (см. табл. 7.1) к ней, схему размеще-

ния элементов на макетной плате (см. рис. 7.12). Установить на плате переключки: переключку $P2$, переключку $P1$ в положение 1, переключку $P3$ в положение А. Подать питание на схему. Изучить статический режим схемы интегратора. Измерить с помощью осциллографа выходное напряжение смещения нуля схемы интегратора для $R_2 = 100$ кОм и $R_2 = 200$ кОм (переключку $P1$ в положениях 1 и 2 соответственно).

1.2. Измерить коэффициент преобразования интегрирующего преобразователя (интегратора). Для этого подать на вход $IN1$ сигнал генератора прямоугольных импульсов с параметрами близкими к установленным при моделировании схемы $AS_LAB7_1.CIR$ из каталога $DATA_LAB$ в режиме *Analysis Transient...* (см. рис. 7.8, б). Для смещения нулевой линии выходной последовательности генератора использовать сдвиг уровня *DC offset*. Измерения проводить в интервале длительности входного сигнала, которому соответствует линейно изменяющееся напряжение на выходе схемы.

1.3. Измерить постоянную спада выходного импульса (в интервале паузы между импульсами входного сигнала) интегратора для $R_2 = 100$ кОм и $R_2 = 200$ кОм (переключку $P1$ в положениях 1 и 2 соответственно). Для этого уменьшить частоту следования входных импульсов (импульсного сигнала), получить и измерить установившийся уровень в паузе, близкий к выходному напряжению смещения нуля (см. п. 1.1). Зарисовать полученные осциллограммы сигналов схемы в точках $IN1$, OUT , соблюдая синхронность во времени (для этого разместить временные диаграммы одну под другой). Результаты занести в рабочий журнал.

2. Изучить свойства схемы дифференцирующего преобразователя (дифференциатора) на интегральном ОУ.

2.1. Собрать схему дифференциатора, используя принципиальную схему (см. рис. 7.9), перечень элементов (см. табл. 7.1) к ней, схему размещения элементов на макетной плате (см. рис. 7.12). Установить на плате переключки: переключку $P1$ в положение 3, переключку $P3$ в положение А. Переключку $P2$ удалить. Подать питание на схему. Изучить статический режим дифференциатора, для этого измерить выходное напряжение смещения нуля схемы. Занести результаты измерений в рабочий журнал.

2.2. Определить коэффициент преобразования дифференцирующего преобразователя (дифференциатора). Для этого подать на вход $IN2$ сигнал с генератора импульсов треугольной формы с параметрами близ-

кими к установленным при моделировании схемы AS_LAB7_2.CIR из каталога DATA_LAB в режиме *Analysis Transient...* (см. рис. 7.9, б). Зарисовать полученные осциллограммы сигналов схемы в т. *IN2*, *OUT*, соблюдая синхронность во времени (для этого разместить временные диаграммы одну под другой). Результаты занести в рабочий журнал.

2.3. Изучить влияние сопротивления резистора *R4* (470; 200 и 0 Ом) на устойчивость дифференцирующего преобразователя (дифференциатора). Зарисовать осциллограммы сигналов схемы в точках *IN2*, *OUT*.

3. Изучить свойства схемы активного фильтра низкой частоты 2 порядка Саллена — Кея (см. рис. 7.10).

3.1. Собрать схему фильтра низкой частоты, используя принципиальную схему (рис. 7.10), перечень элементов к ней (табл. 7.1), схему размещения элементов на макетной плате (рис. 7.12). Установить на плате переключки: переключку *P1* в положение 4, переключку *P3* в положение В, переключку *P2* удалить. Подать питание на схему. Изучить статический режим схемы фильтра низкой частоты, для этого измерить выходное напряжение смещения нуля схемы. Занести результаты измерений в рабочий журнал.

3.2. Определить верхнюю граничную частоту ФНЧ и время нарастания его переходной характеристики. Для этого подать прямоугольный сигнал на вход *IN3*. Результаты занести в рабочий журнал. Определить $K = \alpha$. По табл. 7.1 определить тип фильтра. Рассчитать постоянную времени τ фильтра по формуле (7.1). Зарисовать осциллограммы сигналов схемы в т. *IN3*, *OUT*.

4. Изучить свойства схемы спектрометрического фильтра CR-2RC (см. рис. 7.11) по заданию руководителя.

4.1. Собрать схему рис. 7.11, используя принципиальную схему, перечень элементов к ней, схему размещения элементов на макетной плате. На входе инвертирующего усилителя (см. лабораторную работу № 6) установить дифференцирующий конденсатор *C1*. Его выход соединить переключкой с входом *IN3* ФНЧ Саллена — Кея. Подать питание на схему. Изучить статический режим схемы спектрометрического фильтра CR-2RC.

4.2. Определить коэффициент передачи, время достижения максимума и длительность выходного импульса на уровне 1 % от амплитудного значения по переходной характеристике фильтра. Зарисовать осциллограммы сигналов схемы в т. *GEN*, *IN-*, *OUT1*, *OUT*, соблюдая синхронность во времени (для этого разместить диаграммы одну под

другой). Рассчитать величину постоянной времени фильтра. Построить АЧХ фильтра. Результаты занести в рабочий журнал.

Требования к отчету

Отчет выполняется студентом в соответствии с требованиями стандарта предприятия СТП УрФУ и должен содержать следующие разделы:

- 1) название и цель работы;
- 2) краткую характеристику лабораторного и измерительного оборудования. Основные справочные данные используемых в работе элементов;
- 3) результаты теоретических расчетов;
- 4) краткое описание методик измерения, экспериментальные результаты и результаты их обработки, их сравнение с данными теоретических расчетов, выводы. Результаты следует помещать в таблицы и представлять в виде графиков. Данные в виде таблиц должны содержать результаты расчетов, моделирования в системе Micro-CAP6 и экспериментальные данные;
- 5) оценку погрешностей;
- 6) заключение.

Вопросы по лабораторной работе № 7

1. Как определить коэффициент преобразования интегратора?
2. Для чего в цепь обратной связи интегратора устанавливают резистор и что произойдет со схемой в его отсутствие?
3. Опишите форму выходного напряжения интегратора в интервале между входными импульсами.
4. Как измерить постоянную времени спада выходного напряжения интегратора?
5. Как определить коэффициент преобразования дифференциатора?
6. Приведите частотные характеристики дифференциатора и поясните способ их коррекции.

7. Чем определяется время установления выходного напряжения дифференциатора?
8. Поясните назначение цепей ОС в схеме активного фильтра Саллена — Кея.
9. Какими элементами задается коэффициент передачи фильтра Саллена — Кея?
10. Как определить постоянную времени фильтра Саллена — Кея?

Рекомендуемый библиографический список

1. Павлов, В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебник для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. — 2-е изд., испр. — Москва : Горячая линия-Телеком, 2001. — 320 с. — ISBN 5-93517-025-6.
2. Ногин, В. Н. Аналоговые электронные устройства / В. Н. Ногин. — Москва : Радио и связь, 1992. — 304 с. — ISBN 5-256-01022-0.
3. Пейтон, А. Дж. Аналоговая электроника на операционных усилителях / А. Дж. Пейтон, В. Волш. — Москва : БИНОМ, 1994. — 352 с. — ISBN 5-7503-0013-7.
4. Гутников, В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. — Ленинград : Энергоатомиздат, Лен. отд-ние, 1988. — 304 с. — ISBN 5-283-04375-4.
5. Амелин С. А. Электронные цепи и методы их расчета : учебно-методическое пособие / С. А. Амелин. — Смоленск : филиал ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ», 2013. — 245 с.
6. ФГУП «НПП «ВОСТОК»». Операционные усилители (6КО.348.257 ТУ). Широкополосный быстродействующий операционный усилитель с полевыми транзисторами на входе. — URL: <http://www.vostok.nsk.su/files/pdf/544UD2a.pdf> [10.02.2020]. — Загл. с титул. экрана.

8. Активные RC-фильтры на основе операционных усилителей

Цель работы — изучить и исследовать средствами Micro-CAP свойства различных типов электрических активных RC-фильтров.

8.1. Краткие теоретические пояснения¹

Фильтр — электронное устройство (четерехполюсник), пропускающее со входа на выход сигнал определенной частоты или полосы частот и не пропускающее (подавляющее) остальные частоты.

Фильтры предназначены:

- для выделения необходимой полосы частот электрических сигналов в усилителях, радиоприемных и радиопередающих устройствах, системах передачи информации с частотным разделением каналов, специальной радиоизмерительной аппаратуре и т. д.;
- подавления промышленных шумов и помех;
- корректирования частотных характеристик различных электронных устройств.

К основным электрическим характеристикам фильтров относятся:

- амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи (АЧХ) — это зависимость модуля коэффициента передачи фильтра $|K|$ от частоты f (или ω)

$$K(f) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}},$$

¹ Амелин С. А. Электронные цепи и методы их расчета : учебно-методическое пособие. — Смоленск : филиал ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ», 2013. — 245 с.

где $U_{\text{вых}}$ — напряжение на выходе фильтра; $U_{\text{вх}}$ — напряжение на его входе;

- фазочастотная характеристика коэффициента передачи (ФЧХ) — это зависимость фазового сдвига между входным и выходным сигналом от частоты f (или ω);
- частотные характеристики входного $Z_{\text{вх}}(f)$ и выходного $Z_{\text{вых}}(f)$ сопротивлений;
- частотные характеристики входного и выходного характеристических сопротивлений;
- частотная характеристика коэффициента затухания, дБ,

$$b(f) = 20 \lg \frac{1}{K(f)};$$

- частота среза f_c .

Амплитудно-частотная характеристика фильтра содержит несколько участков (рис. 8.1):

- полюсу пропускания (полоса прозрачности);
- полюсу задержания (полоса затухания, полоса подавления, полоса задержки);
- полюсу перехода (переходная полоса).

Полоса пропускания (полоса прозрачности) — диапазон частот, в пределах которого амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) электронного устройства достаточно равномерна для того, чтобы обеспечить передачу сигнала без существенного искажения его формы.

Ширина полосы пропускания — полоса частот, в пределах которой неравномерность частотной характеристики не превышает заданной. Границы полосы пропускания называются частотами среза (граничными частотами): $f_{\text{ср1}}$ — нижняя частота среза; $f_{\text{ср2}}$ — верхняя частота среза.

Частота среза — эта частота, на которой по сравнению с максимальным значением коэффициент передачи фильтра уменьшается на -3 дБ (или в $\sqrt{2}$ раз, если коэффициент передачи измеряется в «разах»).

Полоса задержания — полоса частот, в пределах которой коэффициент передачи фильтра не превышает заданного значения (в примере рис. 8.1, б это -20 дБ). Границы полосы задержания — частоты $f_{\text{зд1}}, f_{\text{зд2}}$.

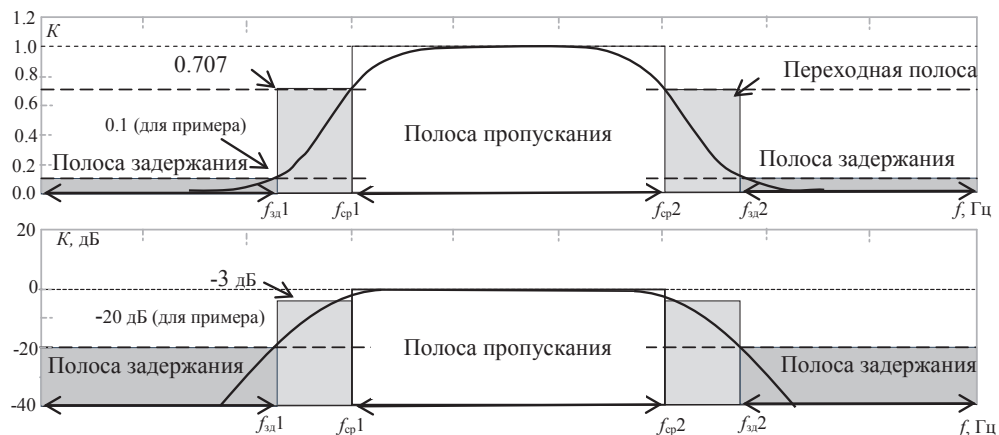


Рис. 8.1. АЧХ фильтра:

a — линейный масштаб по оси K ; *б* — логарифмический, дБ, масштаб по оси K

Полоса перехода — это диапазон частот между полосой пропускания и полосой задержания. Форма кривой модуля коэффициента передачи фильтра в полосе перехода не нормируется (важны только минимальные и максимальные значения). В характеристиках фильтра полоса перехода может не указываться, тогда фильтр будет зависеть только от полосы пропускания и крутизны спада частотной характеристики (дБ/дек). Весь остальной частотный диапазон вне полосы пропускания будет полосой задержания, а частота среза будет границей полосы задержания и полосы пропускания.

Идеальный фильтр в полосе пропускания имеет коэффициент передачи K равный 1 (0 дБ) и полностью подавляет все частоты входного сигнала в полосе задержания, т. е. коэффициент передачи в этой полосе стремится к 0 ($K \rightarrow \infty$ в децибелах). Переходной зоны между частотами полосы подавления и полосы пропускания не существует (рис. 8.2).

В зависимости от полосы пропускания, электрические фильтры разделяются на следующие типы.

Фильтр нижних частот (ФНЧ) (рис. 8.3) — электронный фильтр, пропускающий сигналы с частотами ниже некоторой частоты (частоты среза) и уменьшающий (подавляющий) сигналы с частотами выше этой частоты. Степень подавления каждой частоты зависит от вида фильтра.

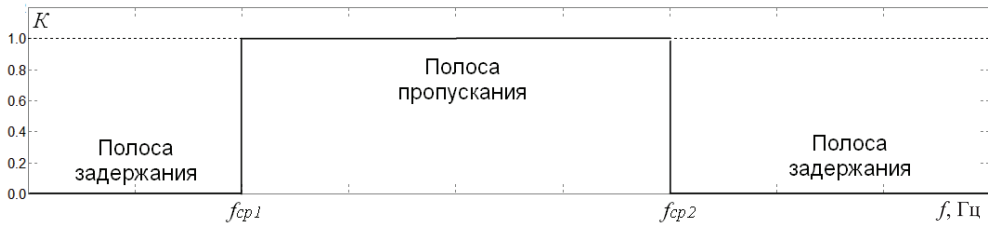


Рис. 8.2. АЧХ идеального фильтра

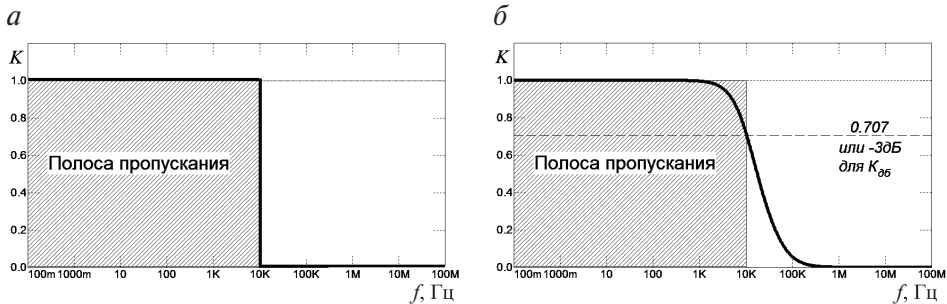


Рис. 8.3. АЧХ фильтра нижних частот:

а — идеального; б — реального

Для идеального ФНЧ справедливо:

$$|K| = 1, \text{ если } f \leq f_{\text{ср}};$$

$$|K| = 0, \text{ если } f > f_{\text{ср}};$$

Полоса пропускания ФНЧ: от 0 до частоты среза f_c .

Фильтр верхних частот (ФВЧ) (рис. 8.4) — электронный фильтр, пропускающий сигналы с частотами выше некоторой частоты (частоты среза) и уменьшающий (подавляющий) частоты сигнала ниже этой частоты. Степень подавления каждой частоты зависит от вида фильтра.

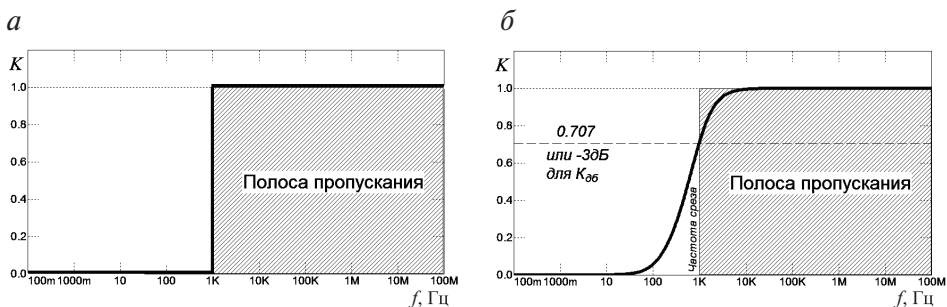


Рис. 8.4. АЧХ фильтра верхних частот:

а — идеального; б — реального

Для идеального ФВЧ справедливо:

$$|K| = 1, \text{ если } f \geq f_{\text{ср}};$$

$$|K| = 0, \text{ если } f < f_{\text{ср}}.$$

Полоса пропускания ФВЧ от частоты среза f_c до ∞ .

Полосно-пропускающий фильтр — электронный фильтр, который пропускает сигналы, в некоторой полосе частот и подавляет сигналы с частотами, не попадающими в этот диапазон (рис. 8.5).

Полосовой фильтр — линейная система; может быть представлен в виде последовательности, состоящей из фильтра нижних частот и фильтра верхних частот. Частным случаем такого фильтра можно считать избирательный фильтр, который имеет максимум коэффициента передачи только на одной частоте, т. е. подавляет все частоты, кроме центральной частоты.

Полоса пропускания фильтра от f_1 до f_2 .

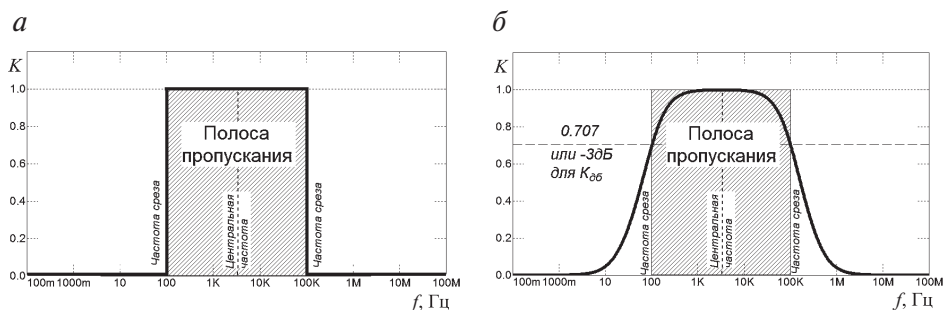


Рис. 8.5. АЧХ полосно-пропускающего фильтра:

a — идеального; b — реального

Полосно-заграждающий фильтр (режекторный фильтр, фильтр-пробка) — электронный фильтр, который не пропускает (подавляет) сигналы в некоторой полосе частот и пропускает сигналы с частотами, не попадающими в этот диапазон (рис. 8.6). Полоса пропускания фильтра от 0 до частоты f_1 и от частоты f_2 до ∞ .

Существуют резонансные (избирательные) фильтры, пропускающие электрические сигналы в полосе частот $2\Delta f$ около резонансной частоты f_0 . Избирательность электрического фильтра, определяемая по характеристике коэффициента затухания, и частотная зависимость характеристического сопротивления фильтра являются важнейшими электрическими характеристиками фильтров. Чем больше крутизна

скатов характеристики коэффициента затухания, больше затухание в полосе не пропускания, меньше и равномернее затухание в полосе пропускания, тем лучше фильтр. При несогласовании характеристического и нагрузочного сопротивления ухудшается характеристика коэффициента затухания фильтра. Обычно стремятся к тому, чтобы характеристическое сопротивление фильтра в полосе пропускания обладал необходимым постоянством. В этом случае при нагрузке фильтра на активное сопротивление, входное сопротивление фильтра будет также наиболее постоянным, что позволяет обеспечить режим наилучшего согласования и работы фильтра.

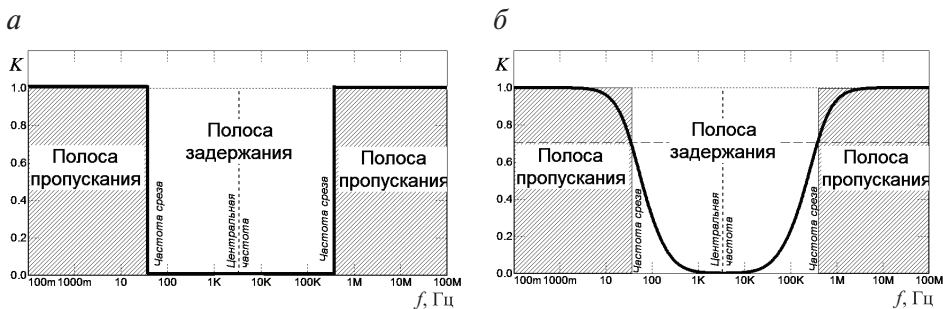


Рис. 8.6. АЧХ полосно-заграждающего фильтра:

a — идеального; *б* — реального

Рассмотрим некоторые типы RC-фильтров.

Пассивные RC-фильтры:

- RC-фильтры нижних частот (рис. 8.7, *a*, *б*).

Частотная и фазовая характеристики ФНЧ определяются по формулам:

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}};$$

$$\varphi = \arctg \omega RC;$$

- RC-фильтры верхних частот (рис. 8.7, *в*, *г*).

Частотная и фазовая характеристики ФВЧ определяются по формулам:

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2}};$$

$$\varphi = \arctg \frac{1}{\omega RC};$$

- полосовой RC-фильтр (рис. 8.7, д) состоит из одного звена ФВЧ и одного звена ФНЧ, включенных последовательно;
- заграждающий RC-фильтр (рис. 8.7, е) состоит из одного звена ФНЧ и одного звена ФВЧ, включенных параллельно.

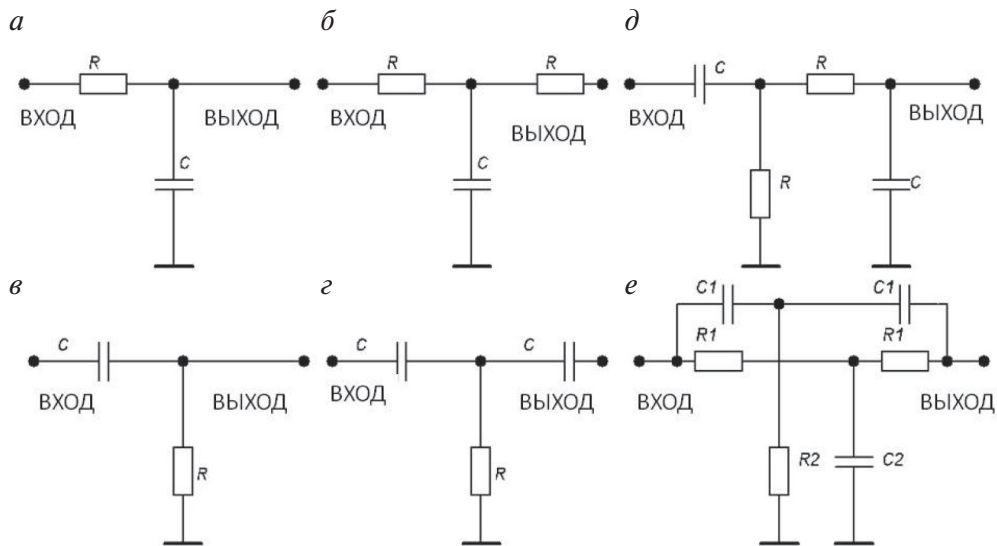


Рис. 8.7. Пассивные RC-фильтры

Преимуществами пассивных RC-фильтров являются небольшие габариты, простота изготовления и регулировки, малая чувствительность к посторонним магнитным полям и возможность изготовления фильтров, работающих на очень низких частотах. Недостаток этих фильтров — малая крутизна спада характеристики коэффициента затухания.

С разработкой интегральных операционных усилителей появилось новое направление проектирования активных фильтров на базе операционных усилителей (ОУ). В активных фильтрах применяются резисторы, конденсаторы и усилители (активные компоненты). В дальнейшем активные фильтры почти полностью заменили пассивные. Сейчас пассивные фильтры применяются только на высоких частотах (выше 1 МГц), за пределами частотного диапазона большинства ОУ широкого применения. Но даже во многих высокочастотных устройствах, например в радиопередатчиках и приемниках, традиционные

пассивные RC-фильтры заменяют кварцевыми фильтрами и фильтрами на поверхностных акустических волнах.

Активные фильтры строятся на основе операционных усилителей и пассивных частотно-зависимых звеньев, включаемых в цепи обратной связи усилителя. Их можно разделить на две большие группы. В первую входят неинвертирующие фильтры на усилителях с конечным коэффициентом усиления (от долей до нескольких единиц). Во вторую входят фильтры на инвертирующих усилителях с очень большим усилением.

- Активные RC-фильтры второго порядка на усилителе с конечным K .

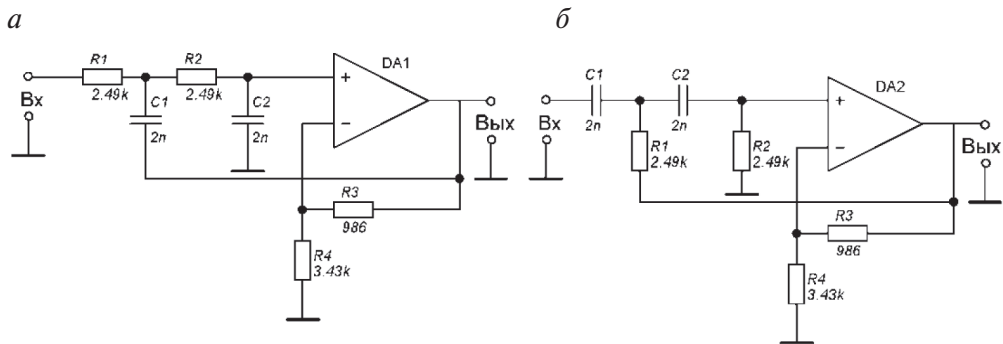


Рис. 8.8. RC-фильтры второго порядка на усилителе с конечным K :

a — схема ФНЧ второго порядка; b — схема ФВЧ второго порядка

Основу звена составляет RC-фильтр из двух ячеек R_1C_1 и R_2C_2 (рис. 8.8, a). Его особенностью является положительная ОС (ПОС) за счет подключения C_1 к неинвертирующему выходу усилителя при общем неинвертирующем характере звена. ПОС действует вблизи частоты среза и увеличивает коэффициент усиления и тем самым резкость изгиба АЧХ. Чем больше коэффициент усиления $K = 1 + R_3/R_4$, тем больше добротность Q . Допустимый K не должен превышать несколько единиц (трех) во избежание самовозбуждения.

Передаточная функция фильтра

$$W(p) = \frac{1 + \frac{R_3}{R_4}}{1 + pC_2(R_1 + R_2) - pC_1R_1\frac{R_3}{R_4} + p^2C_1C_2R_1R_2} =$$

$$= \frac{K}{1 + pRC \left(2 - \frac{R_3}{R_4} \right) + p^2 (RC)^2} = \frac{K}{1 + pRC(3 - K) + p^2 (RC)^2}.$$

Собственная частота фильтра и добротность фильтра составят

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}};$$

$$Q_F = \frac{\left(\frac{C_2 R_2}{C_1 R_1} \right)^{1/2}}{\frac{C_2}{C_1} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) - \frac{R_3}{R_4}}.$$

Для получения большого Q_F необходимо уменьшать знаменатель дроби, но тогда Q_F будет очень чувствительна к изменениям параметров элементов фильтра, т. е. нестабильна.

При расчете фильтра принимают равнономинальные элементы $R_3 = R_4 = R$ и $C_1 = C_2 = C$. В таком случае нормализованная характеристика ФНЧ примет вид

$$W(p) = \frac{K}{1 + pRC(3 - K) + p^2 (RC)^2} = \frac{K}{1 + ap + bp^2};$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC};$$

$$Q_F = \frac{1}{3 - K}.$$

Здесь должно быть $K < 3$, иначе теряется устойчивость схемы.

Частными случаями являются $K = 1$ (повторитель напряжения на ОУ) и $K = 2$, т. е. $R_3 = R_4$. Эти соотношения на практике легко выполняются.

Для реализации различных типов фильтров задают параметры нормализованной характеристики ($\alpha = K$) согласно табл. 8.1.

Частота среза фильтра рассчитывается по формуле

$$f_c = \frac{\sqrt{b}}{2\pi \cdot RC} = \frac{1}{2\pi f_H \cdot RC},$$

а частота генерации колебаний для $K = 3$ — по формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC}.$$

Таблица 8.1

Параметры нормализованной характеристики ФНЧ (ФВЧ) второго порядка

Тип фильтра	a	b	α	Нормировочный коэффициент частоты, $f_n = \frac{1}{\sqrt{b}}$
С критическим затуханием	1.287	0.414	1	1.56
Бесселя	1.362	0.618	1.268	1.27
Баттерворта	1.414	1.000	1.586	1
Чебышева 0.5 дБ	1.361	1.383	1.842	0.85
Чебышева 2 дБ	1.181	1.778	2.114	0.74

Среди активных RC-фильтров второго порядка на усилителе с бесконечным K и многопетлевой обратной связью выделяют следующие.

- Фильтр низкой частоты с многопетлевой ОС.

Схема ФНЧ приведена на рис. 8.9.

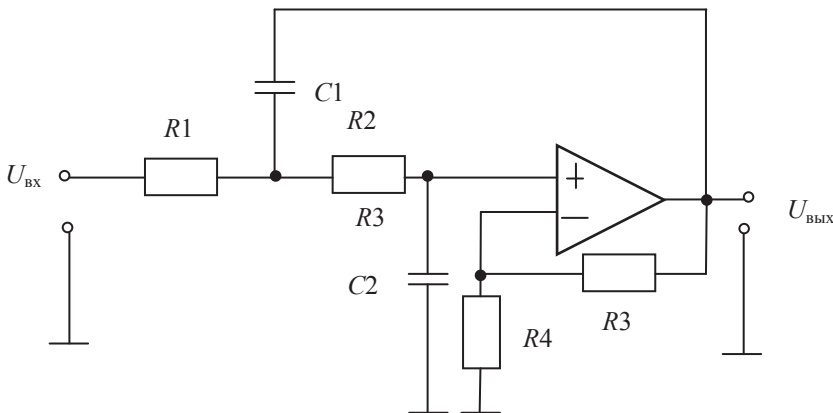


Рис. 8.9. Фильтр низкой частоты с многопетлевой ОС

Приведенный фильтр представляет собой фильтр второго порядка, инвертирующий, со средними значениями добротности. К достоинствам этого фильтра следует отнести то, что существует возможность построения такого фильтра с $|K| < 1$, а также его относительно невысо-

кую чувствительность к отклонениям значений элементов. Недостатком его является относительно малое входное сопротивление.

Параметры для расчета схемы:

$$K = -\frac{R_2}{R_1};$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}};$$

$$Q_F = \frac{\left(\frac{C_1}{C_2}\right)^{1/2}}{\left(\frac{R_3}{R_2}\right)^{1/2} + \left(\frac{R_2}{R_3}\right)^{1/2} + \left(\frac{R_2^2}{R_1^2}\right)^{1/2}}.$$

Если важны все три параметра схемы K , ω_0 и Q_F , то настройка оказывается достаточно сложной, поскольку они зависят от значений всех трех резисторов. Если же величина K не столь важна, как остальные, то ω_0 можно настроить с помощью $R2$ или $R3$, а Q_F — с помощью $R1$.

- Фильтр высокой частоты с многопетлевой обратной связью (рис. 8.10).

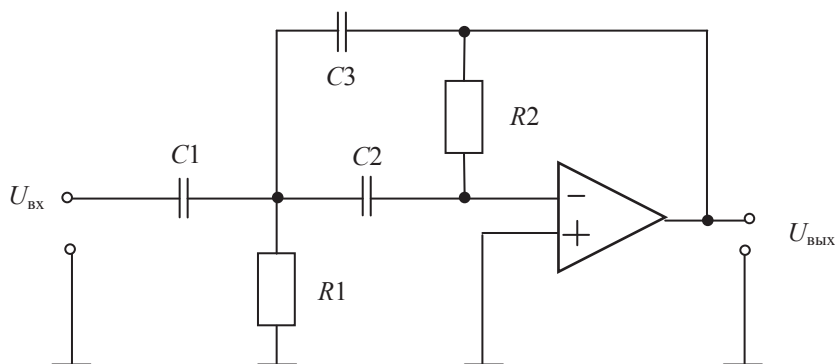


Рис. 8.10. Фильтр высокой частоты с многопетлевой ОС

Приведенный фильтр представляет собой фильтр второго порядка, инвертирующий, имеющий малые и средние значения добротности. Достоинства этого фильтра такие же как у ФНЧ, приведенного на рис. 8.9. К его недостаткам относятся сложность настройки и менее стабильный коэффициент передачи. Нестабильность коэффици-

ента передачи обусловлена тем, что он определяется по отношению емкостей двух конденсаторов.

Параметры для расчета схемы:

$$|K| = \frac{C_1}{C_2};$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}};$$

$$Q_F = \frac{\left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{1/2}}{\frac{C_1}{\sqrt{C_2 C_3}} + \left(\frac{C_3}{C_2}\right)^{1/2} + \left(\frac{C_2}{C_3}\right)^{1/2}}.$$

Настройка фильтра оказывается сложной задачей, поскольку в схеме имеются только два резистора, а Q_F и ω_0 одновременно зависят от сопротивлений обоих резисторов. Подстройка Q_F и ω_0 проводится методом последовательных приближений.

- Полосовой фильтр с многопетлевой ОС (рис. 8.11).

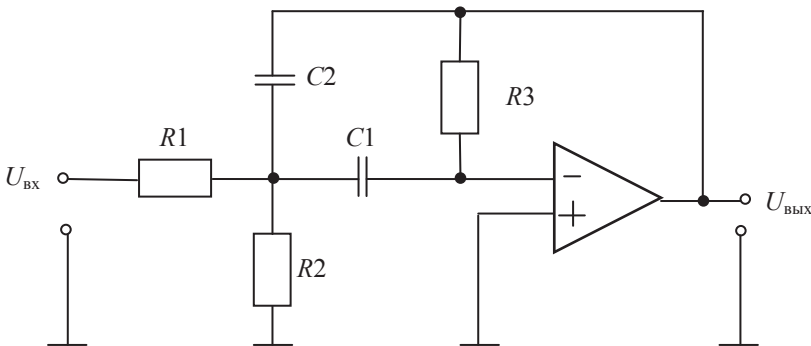


Рис. 8.11. Полосовой фильтр с многопетлевой ОС

Приведенная схема является инвертирующей, при введении положительной ОС возможно получение значений Q до 20. К недостаткам фильтра следует отнести то, что коэффициент передачи и добротность должны удовлетворять следующему условию:

$$|K| < 2Q^2.$$

Параметры для расчета схемы:

$$|K| = \frac{R_3}{R_1} \frac{C_1}{(C_1 + C_2)};$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3 C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)};$$

$$Q_F = \frac{\left(\frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right)^{1/2}}{\left(\frac{C_1}{C_2} \right)^{1/2} + \left(\frac{C_2}{C_1} \right)^{1/2}};$$

полоса пропускания по уровню -3 дБ

$$\Delta\omega = \frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right).$$

Настройка этой схемы представляет определенную сложность, т. к. ω_0 и Q_F зависят от сопротивлений одних и тех же резисторов. Отметим, что центральную частоту можно изменить независимо от $\Delta\omega$ с помощью R_1 или R_2 (но при этом изменяется и коэффициент передачи K).

- Резонансный фильтр с двойным Т-образным мостом (рис. 8.12).

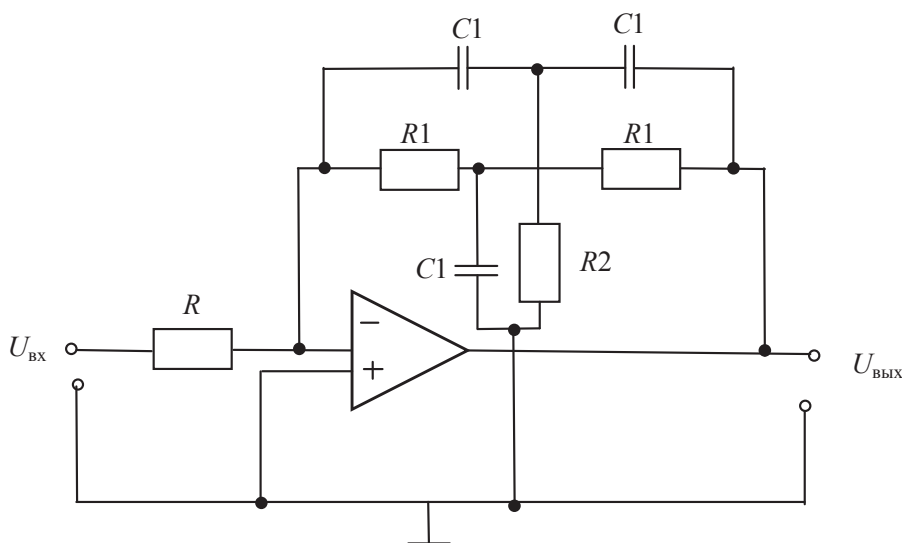


Рис. 8.12. Резонансный фильтр с двойным Т-образным мостом

Приведенная схема является инвертирующей. Недостатком данной схемы является необходимость тщательного согласования резисторов и конденсаторов.

Частота резонанса определяется как

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1}.$$

Сложность настройки схемы заключается в тщательном подборе резисторов и конденсаторов.

- Полосовой заграждающий фильтр с многопетлевой обратной связью.

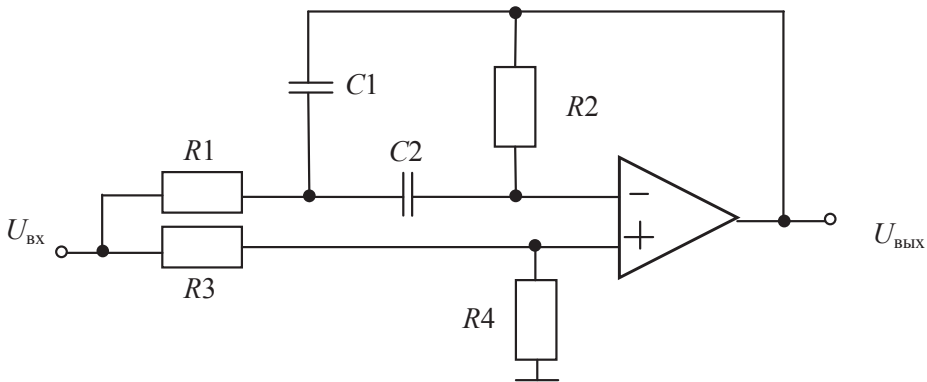


Рис. 8.13. Полосовой заграждающий фильтр с многопетлевой обратной связью

Схема данного фильтра (рис. 8.13) является неинвертирующей. К достоинствам этой схемы относится применение только одного ОУ и использование в схеме всего двух конденсаторов. К недостаткам ее относится необходимость точного согласования элементов, малые значения добротности и сложность настройки.

Параметры для расчета схемы:

$$K = \frac{R_4}{R_3 + R_4};$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}};$$

$$Q_F = \frac{\left(\frac{R_2}{R_1}\right)^{1/2}}{\left(\frac{C_1}{C_2}\right)^{1/2} + \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{1/2}}.$$

Для получения нулевого коэффициента передачи (бесконечного ослабления) на частоте ω_0 должно выполняться соотношение

$$\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} = \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{R_1 C_1}.$$

Этот фильтр похож на рассмотренный ранее полосовой фильтр с многопетлевой обратной связью. Его можно рассматривать как комбинацию из полосового фильтра, собранного на основе инвертирующего входа ОУ, и линейного усилителя с постоянным коэффициентом передачи (определяемым резисторами R_3 и R_4), образованного неинвертирующим входом ОУ. Сигнал полосового фильтра вычитается из сигнала линейного усилителя. Неточности подбора номиналов элементов, их дрейф и старение приводят к значительному ухудшению свойств фильтра.

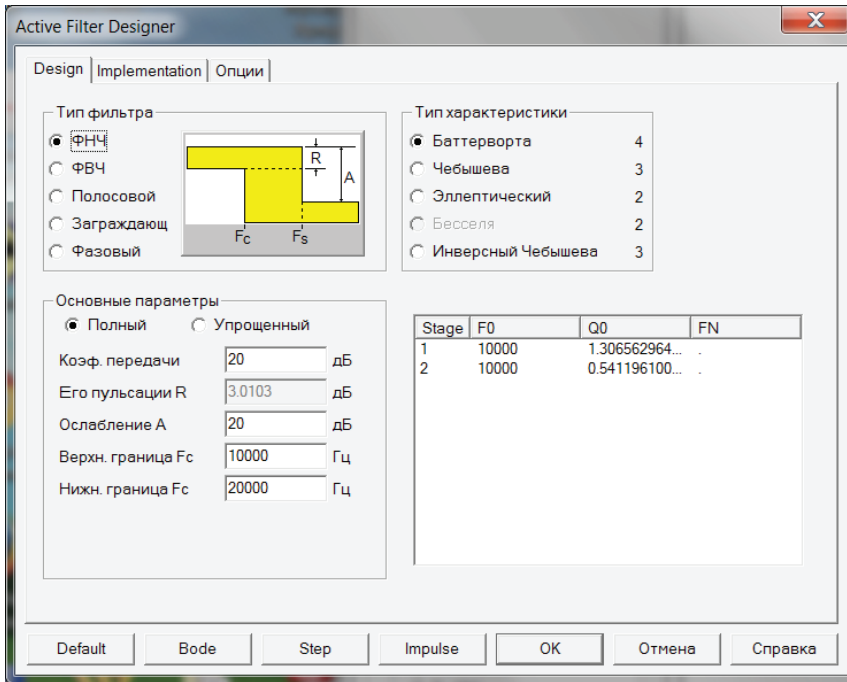
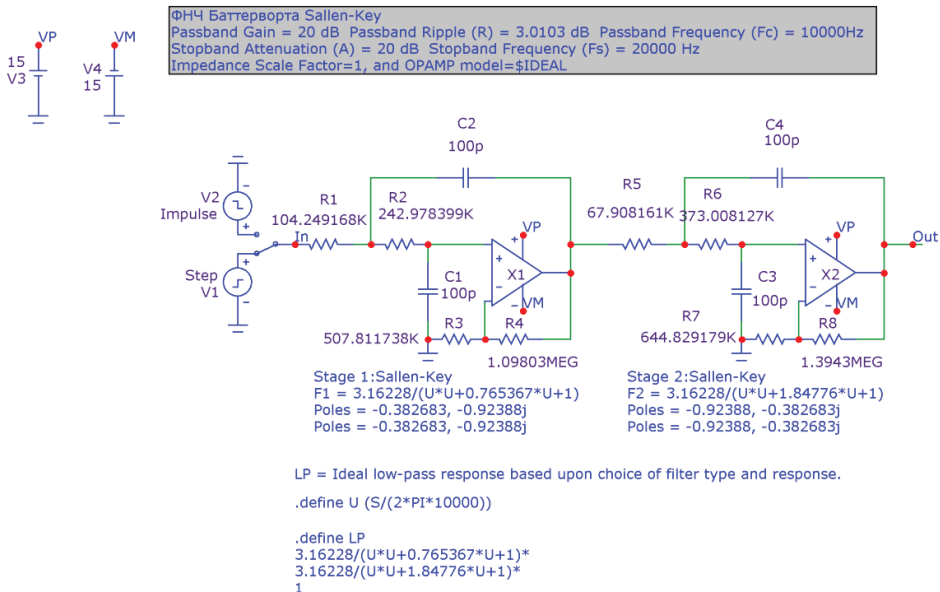
Настройка фильтра представляет определенные сложности из-за взаимозависимости его параметров. Рекомендуемая последовательность действий сводится к следующему:

- установить ω_0 с помощью R_1 или R_2 ;
- подстроить коэффициент подавления с помощью R_3 или R_4 .

8.2. Проектирование фильтров в программе MicroCAP

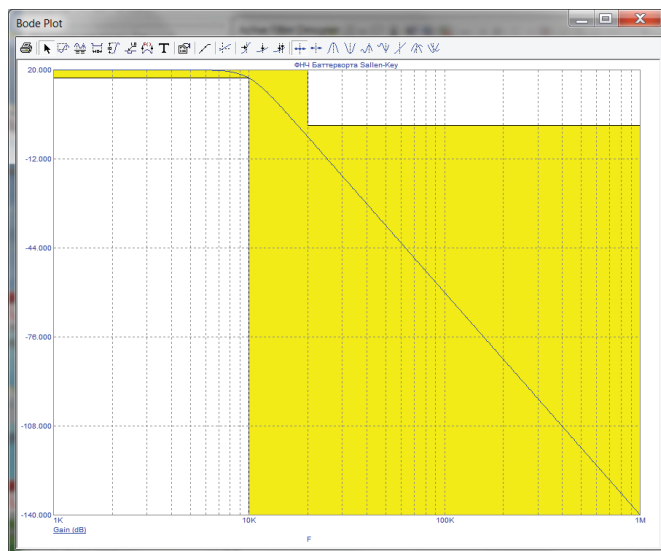
Проектирование активного фильтра начинается с запуска программы *FilterDesigner* из основного меню *MC* и выбора необходимого по заданию типа фильтра (рис. 8.14). Затем следует задать основные требуемые параметры по ТЗ.

Тип характеристики фильтра и требуемый порядок задают схемотехнику его реализации (рис. 8.15).

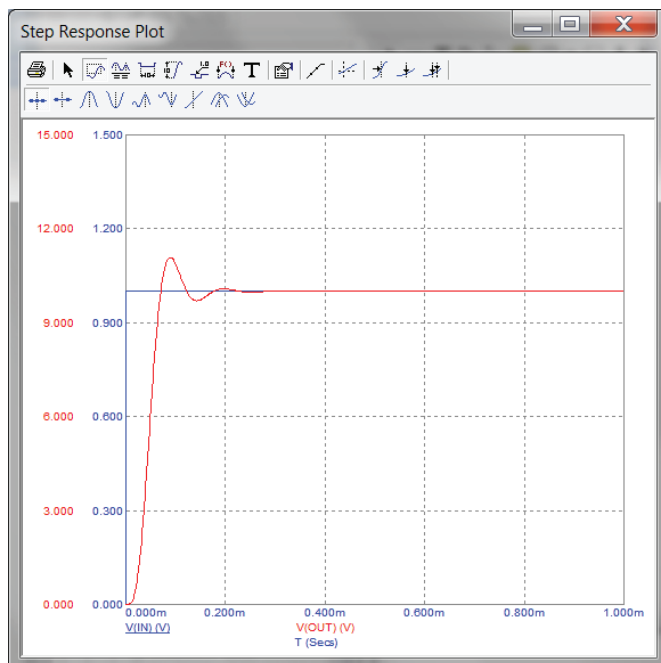
Рис. 8.14. Окно программы *FilterDesigner*Рис. 8.15. Схема реализации фильтра НЧ Баттерворта четвертого порядка в программе *FilterDesigner*

Возможен просмотр ЛАЧХ (*BodePlot*) (рис. 8.16, а), переходной (*StepResponsePlot*) (рис. 8.16, б) и импульсной (*ImpulseResponsePlot*) (рис. 8.16, в) характеристик фильтра по синтезированной схеме в программе *FilterDesigner*.

а



б



в

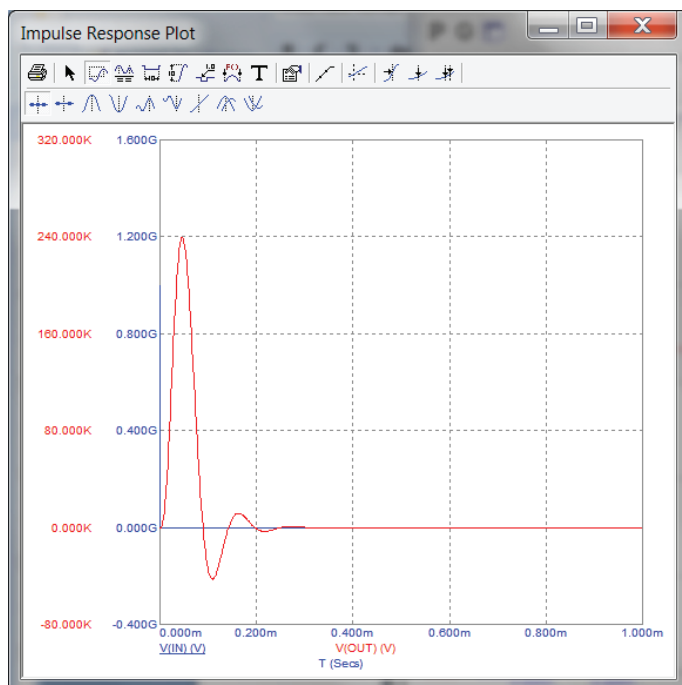


Рис. 8.16. Характеристики фильтра НЧ Баттерворта четвертого порядка в программе *FilterDesigner*:

a — АЧХ; *б* — переходная; *в* — импульсная

Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 8

При подготовке к выполнению лабораторной работы № 8 необходимо проделать следующее.

1. Прочитать материалы на указанных страницах из рекомендованных источников: [1, с. 50–59], [2, с. 277–293], [3, с. 104–126].
2. Изучить пояснения к лабораторной работе № 8 данного издания и материалы лекции по дисциплине САУ.
3. Выполнить предварительный расчет параметров, указанных в задании фильтров.
4. Ответить на вопросы для самопроверки.

8.3. Порядок выполнения лабораторной работы № 8

Изучить свойства различных типов электрических низкочастотных фильтров и, в частности, активных RC-фильтров. Получить и представить графики основных характеристик активных фильтров.

8.3.1. В редакторе Micro-Cap собрать схему активного фильтра нижних частот Саллена — Кея второго порядка (рис. 8.17). Сохранять файлы студенты могут в каталоге MC6DEMO\DATA\DATA_CAУ_ЛАБ под именами: номер группы + номер по списку+LP8_номер схемы (1, 2,...). (Например: 350012+1+3+LP8_1.)

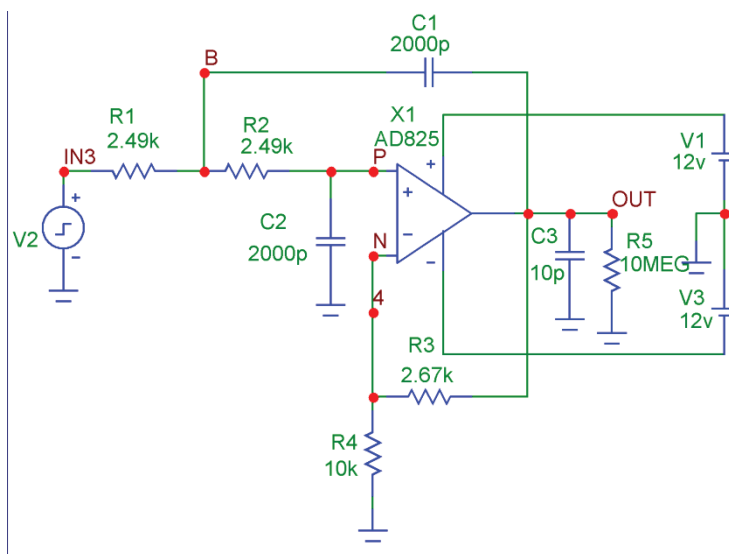


Рис. 8.17. RC-фильтр второго порядка на усилителе с конечным K

Параметры для сборки схемы:

$DA1$: OP27 (AD825, K544УД2 А);

R_1 и R_2 взять равными 2.49 кОм;

$R_3 = 0, 2.68k, 5.86k, 8.42k, 11.14k, 20k$ Ом; $R_4 = 10$ кОм;

$C_1 = 2$ нФ;

$C_2 = 2$ нФ.

8.3.1.1. На вход схемы подать переменное синусоидальное напряжение равное 1 В. Получить частотные характеристики фильтра для указанных значений $R3$.

Построить на одном графике амплитудно-частотные характеристики фильтра в логарифмическом масштабе, на втором — амплитудно-частотную характеристику фильтра в децибелах (шаг сетки 20 дБ), на третьем — фазочастотную характеристику фильтра (шаг сетки 90°).

Определить частоту среза фильтра для разных K_0 .

Определить крутизну спада частотной характеристики.

Определить частоту генерации схемы фильтра.

8.3.1.2. На вход схемы подать импульсное напряжение положительной полярности амплитудой 1 В, длительностью 50 мкс и периодом 200 мкс.

Получить переходные характеристики фильтра для указанных значений $R3$.

Построить на одном графике переходные характеристики фильтров для различных K в линейном масштабе.

Определить время нарастания и величину выброса ПХ различных типов фильтров.

Схему и графики занести в отчет.

8.3.2. В схемном редакторе Micro-Cap собрать схему активного фильтра верхних частот Саллена — Кея второго порядка (рис. 8.18). Параметры схема те же, что и для схемы ФНЧ.

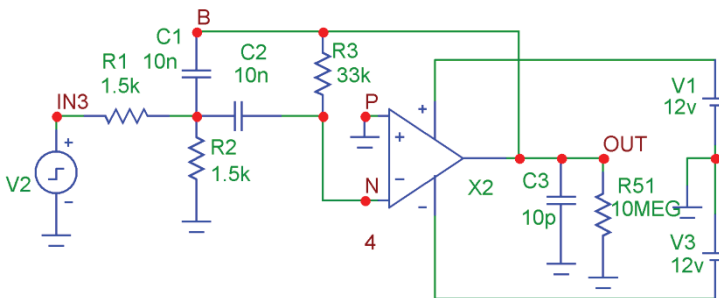


Рис. 8.18. RC-фильтр второго порядка на усилителе с конечным K

8.3.2.1. На вход схемы подать переменное синусоидальное напряжение равное 1 В. Получить частотные характеристики фильтра для указанных значений $R3$.

Построить на одном графике амплитудно-частотные характеристики фильтра в логарифмическом масштабе, на другом — амплитудно-частотную характеристику фильтра в децибелах (шаг сетки 20 дБ), на третьем — фазочастотную характеристику фильтра (шаг сетки 90°).

Определить частоту среза фильтра для разных K_0 .

Определить частоту генерации схемы фильтра.

Определить крутизну спада частотной характеристики.

8.3.2.2. На вход схемы подать импульсное напряжение положительной полярности амплитудой 1 В, длительностью 50 мкс и периодом 200 мкс. Получить переходные характеристики фильтра для указанных значений R_3 .

Построить на одном графике переходные характеристики фильтров для различных K в линейном масштабе.

Определить время нарастания и величину выброса ПХ различных типов фильтров.

Схему и графики занести в отчет.

8.3.3. В редакторе Micro-Cap собрать схему полосового фильтра (рис. 8.19).

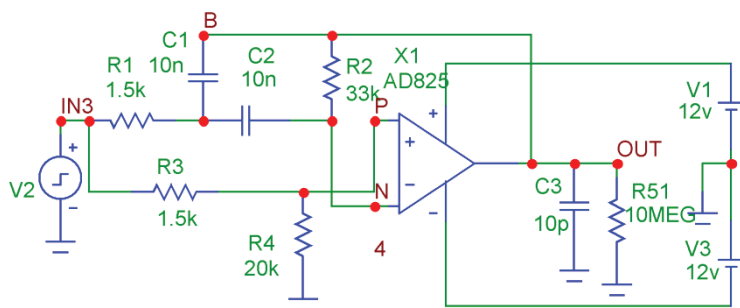


Рис. 8.19. Полосовой фильтр с многопетлевой ОС

Параметры для сборки схемы:

$DA1$: OP27 (AD825, K544УД2 А);

$R_1 = 1.5 \text{ кОм}$;

$R_2 = 1.5 \text{ кОм}$;

$R_3 = 33 \text{ кОм}$;

C_1 и C_2 взять равными $0,01 \text{ мкФ}$.

8.3.3.1. Получить частотные характеристики полосового фильтра.

На вход схемы подать переменное напряжение равное 100 мВ.

Построить на одном графике амплитудно-частотную характеристику фильтра в «разах», на другом — амплитудно-частотную характеристику фильтра в децибелах (шаг сетки 20 дБ), на третьем — фазо-частотную характеристику фильтра (шаг сетки 90°).

Определить собственную частоту, полосу пропускания и добротность фильтра. Определить крутизну спада частотной характеристики.

Аналитически рассчитать полосу пропускания и сравнить с полученной путем моделирования.

8.3.3.2. Получить переходные характеристики полосового фильтра.

На вход схемы подать импульсное напряжение положительной полярности амплитудой 100 мВ, длительностью 2000 мкс и периодом 5000 мкс.

Построить на графике переходные характеристики полосового фильтра.

Определить по переходной характеристике собственную частоту и добротность полосового фильтра.

Схему и графики занести в отчет.

8.3.4. В схемном редакторе Micro-Cap собрать схему полосового заграждающего (режекторного) фильтра (рис. 8.20).

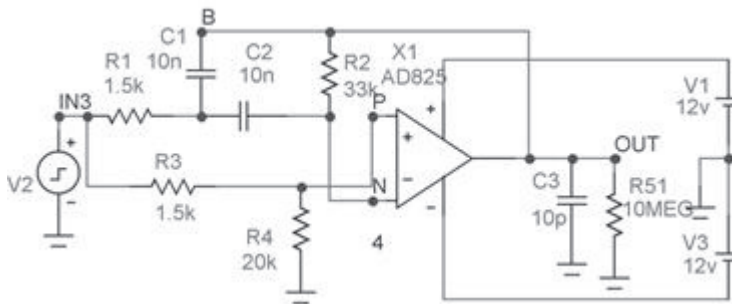


Рис. 8.20. Полосовой заграждающий фильтр с многопетлевой ОС

Параметры для сборки схемы:

DA1: OP27 (AD825, K544УД2А);

$R_1 = 1.5 \text{ кОм}$;

$R_2 = 33 \text{ кОм}$;

$R_3 = 1.5 \text{ кОм};$

$R_4 = 16...20 \text{ кОм};$

C_1 и C_2 взять равными 0.01 мкФ .

На вход схемы подать переменное напряжение равное 0.1 В .

Построить на одном графике амплитудно-частотную характеристику фильтра в «разах», на другом — амплитудно-частотную характеристику фильтра в децибелах (шаг сетки 20 дБ), на третьем — фазо-частотную характеристику фильтра (шаг сетки 90°).

Определить частоту заграждения фильтра.

Аналитически рассчитать частоту заграждения фильтра и сравнить ее с полученной путем моделирования.

Подобрать сопротивление R_4 для получения минимального коэффициента передачи (максимального ослабления) на частоте заграждения. Определить ослабление в децибелах на частоте заграждения фильтра.

Получить переходную характеристику заградительного фильтра.

Схему и графики занести в отчет.

8.3.5. В схемном редакторе Micro-Cap собрать схему полосового фильтра ФВЧ+ФНЧ Саллена — Кея ($CR+2RC$) (рис. 8.21).

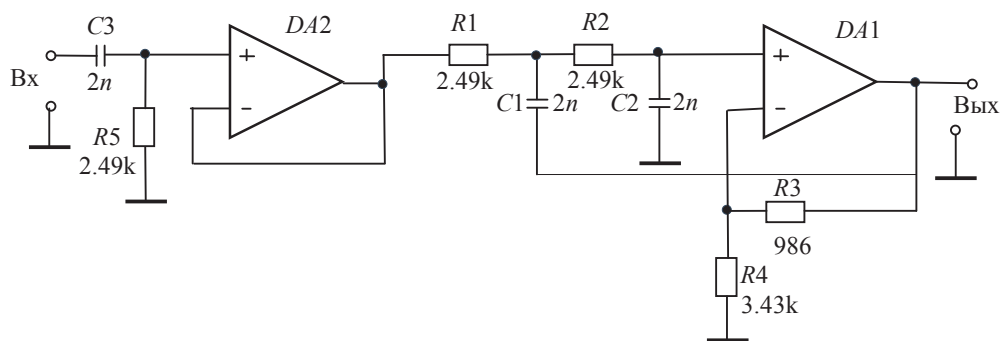


Рис. 8.21. Полосовой ФВЧ+ФНЧ Саллена — Кея ($CR+2RC$)

Параметры элементов R_3 и R_4 должны соответствовать типу фильтра Бесселя (п. 8.3.1 задания выполняемой работы).

Построить на одном графике амплитудно-частотную характеристику фильтра в «разах», на другом — амплитудно-частотную характеристику фильтра в децибелах (шаг сетки 20 дБ), на третьем — фазо-частотную характеристику фильтра (шаг сетки 90°).

Определить полосу пропускания фильтра.

На вход схемы подать импульсное напряжение положительной полярности амплитудой 1 В, длительностью 50 мкс и периодом 200 мкс.

Определить по переходной характеристике длительность выходного импульса на уровне 10 и 1 % от его амплитуды.

8.3.6. Обработать результаты.

Поместить результаты расчетов и результаты моделирования в таблицы. Подготовить и распечатать графики ЛАЧХ активного ФНЧ Саллена — Кея, активного полосового и режекторного фильтров, полосового фильтра Саллена — Кея. Подготовить и распечатать графики временных диаграмм V_{IN} , V_{OUT} полосового фильтра Саллена — Кея.

Содержание отчета

Отчет включает в себя:

- 1) титульный лист;
- 2) цель работы;
- 3) принципиальные схемы фильтров, используемых в работе;
- 4) теоретическую часть. Расчет по формулам, таблицы результатов расчета, графики;
- 5) модельные исследования; методику проведения измерений. Таблицы результатов моделирования, графики;
- 6) выводы.

Вопросы по лабораторной работе № 8

1. Приведите классификацию RC-фильтров.
2. Назовите основные характеристики фильтров.
3. Укажите основное отличие идеального и реального фильтра.
4. Как задать порядок фильтра?
5. Как определить крутизну спада частотной характеристики?
6. Каков наклон асимптот ЛАЧХ исследованных фильтров? Опишите кратко методику определения крутизны спада по графикам полученных ЛАЧХ схем фильтров.

7. Как определить граничные частоты фильтров?
8. Чем задается длительность выходного импульса фильтра $CR+2RC$?

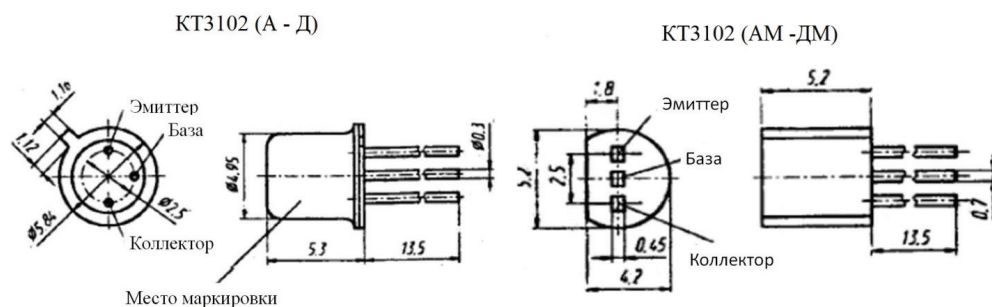
Рекомендуемый библиографический список

1. Дахнович, А.А. Радиотехнические цепи и сигналы : учебное пособие / А.А. Дахнович. — Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2009. — 176 с. — ISBN 978-5-8265-0833-6.
2. Ногин, В. Н. Аналоговые электронные устройства / В. Н. Ногин. — Москва : Радио и связь, 1992. — 304 с. — ISBN 5-256-01022-0.
3. Сергиенко, А. В. Цифровая обработка сигналов / А. В. Сергиенко. — Санкт-Петербург : Питер, 2002. — 608 с. — ISBN 5-318-00666-3.
4. Амелин, С.А. Электронные цепи и методы их расчета : учебно-методическое пособие / С.А. Амелин. — Смоленск : филиал ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ», 2013. — 245 с.
5. Разевиг, В.Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap6 / В.Д. Разевиг. — Москва : СОЛОН-Р, 2001. — ISBN 5-93517-026-4.
4. Амелина, М.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8 / М.А. Амелина, С.А. Амелин. — Москва : Горячая линия-Телеком, 2007. — 464 с. — ISBN 978-5-93517-339-5.
5. Амелина, М.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9,10 / М.А. Амелина, С.А. Амелин — Смоленск, Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2013. — 618 с. — URL: https://fileskachat.com/file/24857_793ac8e6f4d131a5c9b8b5be330b3ae8.htm (дата обращения: 10.02.2020). — Загл. с титул. экрана.

Приложение 1¹ (Справочное)

Характеристики КТ3102

Транзисторы кремниевые, эпитаксиально-планарные, структура *n-p-n*, универсальные. Предназначены для применения в низкочастотных устройствах с малым уровнем шумов, переключающих, усиливающих и генераторных устройствах средней и высокой частоты. Выпускаются: КТ3102 А, КТ3102 Б, КТ3102 В, КТ3102 Д — в металlostеклянном корпусе с гибкими выводами, КТ3102 АМ, КТ3102 БМ, КТ3102 ВМ, КТ3102 ДМ — в пластмассовом корпусе с гибкими выводами.



Назначение выводов КТ3102

Электрические параметры

Параметр	Значение
Статический коэффициент передачи тока в схеме ОЭ при $U_{кб} = 5 \text{ В}$, $I_э = 2 \text{ мА}$:	
$T = +25^\circ \text{C}$:	
КТ3102А	От 100 до 250
КТ3102Б, КТ3102В, КТ3102Д	От 200 до 500
$T = -40^\circ \text{C}$:	
КТ3102А	От 25 до 250
КТ3102Б, КТ3102В, КТ3102Д	От 50 до 500

¹ Петухов В.М. Маломощные транзисторы и их зарубежные аналоги. Справочник. Т.1. — М. : КУБК-а, 1997. — 688 с.

Параметр	Значение
$T = +85^\circ\text{C}$: КТ3102А КТ3102Б, КТ3102В, КТ3102Д	100 200
Граничная частота коэффициента передачи тока при $U_{кб} = 5\text{ В}$, $I_3 = 10\text{ мА}$, не менее: КТ3102А, КТ3102Б, КТ3102В, КТ3102Д	300 МГц
Постоянная времени цепи обратной связи на высокой частоте $U_{кб} = 5\text{ В}$, $I_3 = 10\text{ мА}$ не более	100 пс
Коэффициент шума при $U_{кб} = 5\text{ В}$, $I_3 = 2\text{ мА}$, $f = 1\text{ кГц}$, $R_r = 2\text{ кОм}$:	
КТ3102А, КТ3102Б, КТ3102В, КТ3102Д не более	10 дБ
Типовое значение	5 дБ
КТ3102 Д, не более	4 дБ
Типовое значение	2.5 дБ
Граничное значение напряжения при $I_6 = 5\text{ В}$, $I_3 = 10\text{ мА}$, не менее:	
КТ3102А, КТ3102Б	30 В
КТ3102В, КТ3102Д	20 В
Обратный ток коллектор — эмиттер, не более:	
КТ3102А, КТ3102Б, при $U_{кэ} = 50\text{ В}$	0.1 мкА
КТ3102В, КТ3102Д, при $U_{кэ} = 30\text{ В}$	0.05 мкА
Обратный ток коллектор, не более:	
КТ3102А, КТ3102Б, при $U_{кэ} = 50\text{ В}$ $T = +25^\circ\text{C}$ $T = -40^\circ\text{C}$ $T = +85^\circ\text{C}$	От 0.015 до 0.05 мкА 0.015 мкА 5 мкА
КТ3102В, КТ3102Д, при $U_{кэ} = 30\text{ В}$ $T = +25^\circ\text{C}$ $T = -40^\circ\text{C}$ $T = +85^\circ\text{C}$	От 0.015 до 0.05 мкА 0.015 мкА 5 мкА
Обратный ток эмиттера при $U_{эб} = 5\text{ В}$, не более	10 мкА
Емкость коллекторного перехода при $U_{кб} = 5\text{ В}$, не более	6 пФ

Предельные эксплуатационные данные

Параметр	Значение
Постоянное напряжение коллектор — база:	
КТ3102А, КТ3102Б	50 В
КТ3102В, КТ3102Д	30 В
Постоянное напряжение коллектор — эмиттер:	
КТ3102А, КТ3102Б	50 В
КТ3102В, КТ3102Д	30 В
Постоянное напряжение эмиттер — база	5 В
Постоянный ток коллектора	100 мА
Постоянный ток коллектора при $t_{и} \leq 40$ мкс, $Q \geq 500$	200 мА
Постоянная рассеиваемая мощность коллектора при $T = -40 \dots +25$ °С	250 мВт
Температура окружающей среды	От -40 до $+85$ °С

Примечание. При повышении температуры больше $+25$ °С, мощность рассчитывается по формуле $P_{к.макс} = (125 - T_k)/R_{т(п-к)}$, мВт, где $R_{т(п-к)}$ — тепловое сопротивление переход — окружающая среда, $R_{т(п-к)} = 0,4$ мВт/°С.

Приложение 2¹ (Справочное)

Широкополосный быстродействующий операционный усилитель с полевыми транзисторами на входе К544УД2Б

Краткое описание

Конструкция и схемное построение К/КР544УД2 направлены на достижение высоких динамических параметров при одновременном получении высокого входного сопротивления и низкого входного тока.

Интегральные микросхемы К/КР544УД2 выполнены по комбинированной биполярно-полевой технологии, формирующей на одном кристалле *n*-канальные полевые транзисторы с управляющим *p-n* переходом, *n-p-n* транзисторы и вертикальные *p-n-p* транзисторы. При этом, за счет использования полевых транзисторов на входе, решаются проблемы входного сопротивления и входного тока, а сочетание этих же транзисторов и вертикальных *p-n-p* транзисторов позволяет оптимально решить вопросы широкополосности и быстродействия при относительно небольшом токе потребления.

ИС К/КР544УД2 имеют полную внутреннюю частотную коррекцию, рассчитанную на все масштабные режимы отрицательной обратной связи, в т. ч. повторитель напряжения. В целях оптимизации динамических параметров в каждом конкретном случае применения в К/КР544УД2 предусмотрена возможность управления внутренней коррекцией путем замыкания или размыкания выводов 1 и 8 микросхемы. При замыкании выводов 1 и 8, коррекция включается, при размыкании — отключается. Построение электрической схемы К/КР544УД2 обеспечивает устойчивую работу с отключенной коррекцией при масштабном коэффициенте усиления от 20 и выше. В таких случаях отключение коррекции значительно улучшает динамические параметры К/КР544УД2 по сравнению с традиционно используемым в аналогах ее постоянным включением. Так, при $K_u = +20$ достигается произве-

¹ ФГУП «НПП «ВОСТОК». Операционные усилители (6КО.348.257 ТУ). Широкополосный быстродействующий операционный усилитель с полевыми транзисторами на входе. — URL: <http://www.vostok.nsk.su/files/pdf/544UD2a.pdf>.

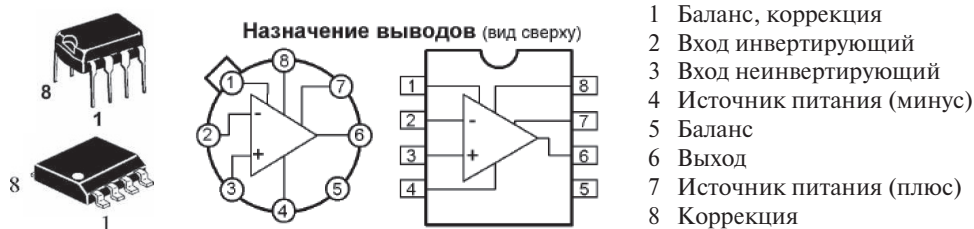
дение усиления на полосу пропускания более 200 МГц и скорости нарастания около 110 В/мкс.

В режимах повторителя напряжения ($K_y = +1$) и $K_y < 20$ используется полное включение внутренней частотной коррекции путем замыкания выводов 1 и 8.

Для схем применения с коэффициентом усиления в диапазоне $1 < K_y < 20$, в целях улучшения динамических параметров, допускается ослабление действия внутренней частотной коррекции за счет включения между выводами 1 и 8 конденсатора (0,5+50) пФ.

Параметры К/КР544УД2 нормируются в диапазоне температур от -45 до $+70$ °С.

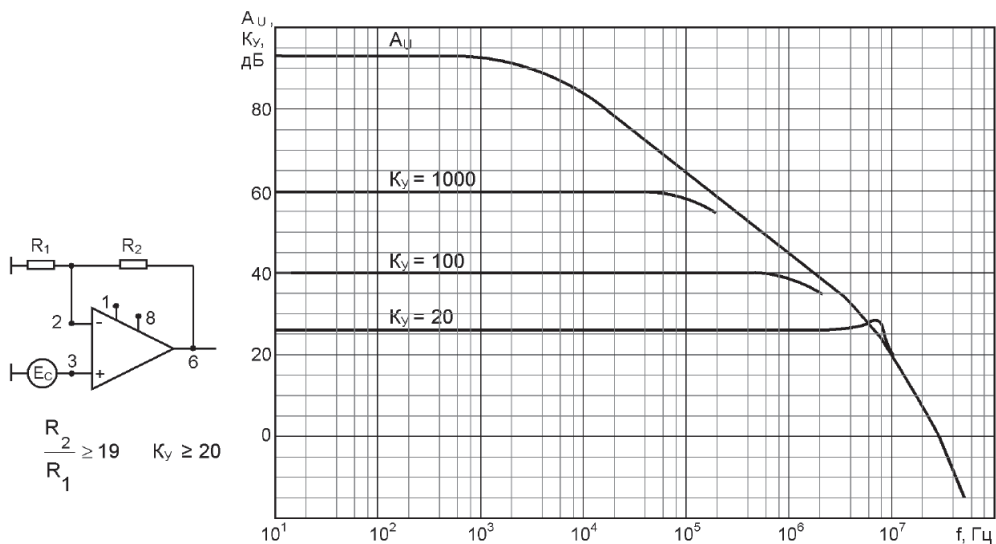
При монтаже микросхемы К/КР544УД2 должны соблюдаться правила монтажа и развязки по питанию высокочастотных схем.



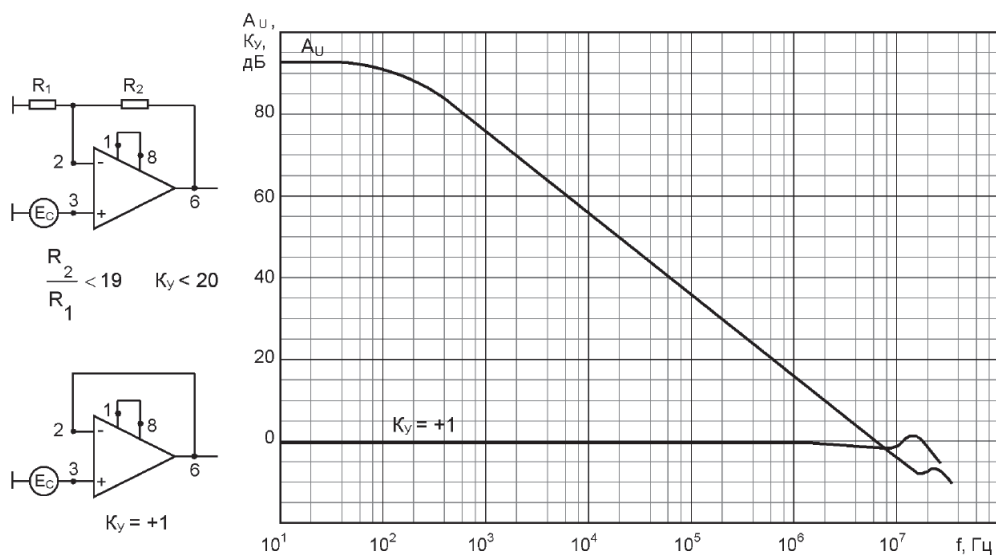
Внешний вид и назначение выводов микросхем ОУ КР544УД2

Электрические параметры микросхем ($U_{CC} = \pm 15 \text{ В}$, $R_H = 2 \text{ кОм}$, $C_H = 80 \text{ пФ}$)

Сим-вол	Параметр	Т, °С	K544УД2А КР544УД2А K544УД2АТ	K544УД2Б КР544УД2Б K544УД2БТ	K544УД2В K544УД2ВТ	K544УД2Г K544УД2ГТ
A_u	Коэффициент усиления напряжения, не менее	+25 +70 —45	20000 12000 10000	10000 6000 5000	20000 12000 10000	20000 12000 10000
$ U_{ol} $	Напряжение смещения, мкВ/°С, не более	+25 +70, —45	30 40	50 60	50 60	10 13
$\alpha U_{ю}$	Температурный коэффициент напряжения смещения нуля	От +25 до +70 От +25 до —45	50	100	100	30
$ I_l $	Средний входной ток, нА, не более	+25 +70	0.1 5	0.5 25	1 50	0.1 5
$ I_{ol} $	Разность входных токов, нА, не более	+25	0.1	0.5	1	0.1
K_{CMR}	Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений, дБ, не менее	+25	70	70	70	70
K_{SVR}	Коэффициент влияния нестабильности источников питания на напряжение смещения, мкВ/В, не более	+25	300	300	300	300
f _l	Частота единичного усиления, МГц, не менее	+25	15	15	15	15
SR	Максимальная скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс, не менее	+25	20	20	10	20
$R_{вых}$	Выходное сопротивление, Ом	+25	200	200	200	200
$ U_{Omax} $	Максимальное выходное напряжение, В, не менее	+25 +70, —45	10	10	10	10
I_{CC}	Ток потребления, мА, не более	+25 +70 —45	7 6.5 7.5	7 6.5 7.5	7 6.5 7.5	6 5.5 6.5

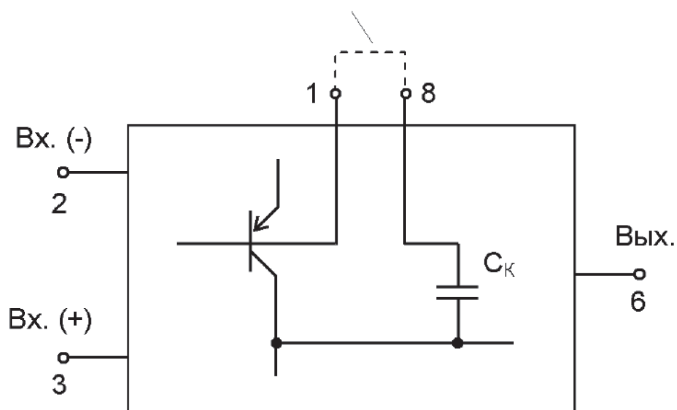


Оптимальное включение ОУ К544УД2 при $K_y > 20$
(внутренняя частотная коррекция отключена)

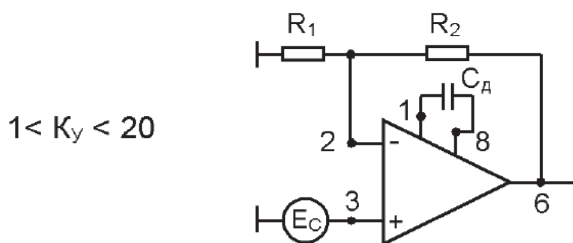


Включение ОУ К544УД2 при $K_y < 20$
(внутренняя частотная коррекция включена)

При замыкании выводов 1 и 8 происходит подключение коррекции

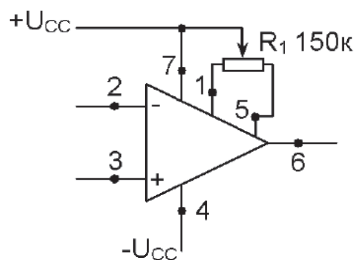


Организация внутренней частотной коррекции ОУ К/КР544УД2



Вариант ослабления внутренней частотной коррекции за счет включения дополнительного конденсатора между выводами 1 и 8 ($C_d = 0,5...50$ пФ).

Схема внешней балансировки напряжения смещения



Организация внешней балансировки ОУ К/КР544УД2

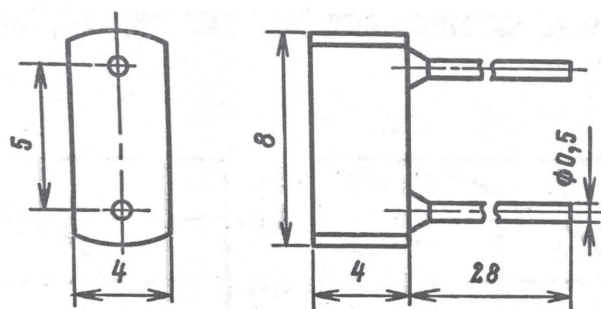
Приложение 3¹ (Справочное)

2С170А, КС170А

Стабилитроны кремниевые сплавные двуханодные. Предназначены для применения в качестве опорного элемента в схемах стабилизации и двухстороннего ограничения напряжения.

Выпускаются в пластмассовом корпусе с гибкими выводами. Тип прибора указывается на корпусе. Вывод, подключаемый к отрицательному полюсу источника питания, обозначается точкой на боковой поверхности корпуса.

Масса стабилитрона не более 0.3 г.



Внешний вид стабилитрона КС170

Электрические параметры

Параметр	Значение
Напряжение стабилизации номинальное при 298 К, $I_{ст} = 10$ мА	7 В
Разброс напряжений стабилизации при $I_{ст} = 10$ мА: при 298 К при 213 К и 398 К для 2С170А при 218 К и 373 К для КС170А	От 6.65 до 7.35 В От 6.37 до 7.66 В От 6.33 до 7.68 В

¹ Полупроводниковые приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы : справочник / А. В. Баюков [и др.]. — М. : Энергоатомтздат, 1987. — 744 с.

Параметр	Значение
Несимметричность напряжения стабилизации, более: 2С170А КС170А	0.27 В 0.28 В
Температурный коэффициент напряжения стабилизации в рабочем диапазоне температур	(± 0.01) %/К
Временная нестабильность напряжения стабилизации: 2С170А КС170А	(± 1) % (± 1.5) %
Уход напряжения стабилизации после установления теплового равновесия за 5 мин для КС170 А, не более	105 мВ
Постоянный обратный ток при 298 К, $U_{обр} = 5.6$ В, не более	0.04 мА
Дифференциальное сопротивление, не более:	
при 298 К, $I_{ст} = 10$ мА 2С170А КС170А	18 Ом 20 Ом
при 298 К, $I_{ст} = 3$ мА 2С170А КС170А	100 Ом 90 Ом
при 373 К, $I_{ст} = 10$ мА для КС170 А	40 Ом
при 398 К, $I_{ст} = 10$ мА для 2 С170 А	35 Ом
Полная емкость при $U_{обр} = 0$ В для 2 С170 А, не более	590 пФ

Предельные эксплуатационные данные

Параметр	Значение
Максимальный ток стабилизации	3 мА
Максимальный постоянный ток стабилизации при температуре, К: 213–323 К 373 для КС170А 373 для 2С170А	20 мА 10 мА 10 мА
Эффективное значение максимально допустимого синусоидального тока в режиме двухстороннего ограничения на частоте 50 Гц для 2С170А при температуре, К: от 213 до 323 398	20 мА 10 мА

Параметр	Значение
Рассеиваемая мощность при температуре, К: от 213 °К до 323 °К 373 для KC170A 373 для 2 C170A	150 мВт 75 мВт 75 мВт
Тепловое сопротивление переход — среда для 2 C170A, не более	340 К/Вт
Температура окружающей среды 2C170A KC170A	От 213 до 398 К От 218 до 373 К
Температура перехода для 2C170A	423 К

Оглавление

Предисловие	3
--------------------------	----------

1. Система схемотехнического проектирования Micro-Cap6 и ее возможности по анализу электронных схем	5
--	----------

1.1. Общие сведения о системе Micro-Cap.....	5
1.1.1. Основные возможности системы Micro-Cap6.....	7
1.1.2. Установка системы	9
1.1.3. Интерфейс программы Micro-Cap6.....	10
1.1.4. Демонстрация основных возможностей программы Micro-Cap6	13
1.1.5. Создание принципиальных схем	19
1.1.6. Редактирование компонентов.....	25
1.1.7. Представление чисел, переменных и математических выражений	27
1.1.8. Текстовые директивы	30
1.2. Описание лабораторной работы № 1	30
Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 1	31
Задание для выполнения лабораторной работы.....	32
Требования к отчету.....	36
Вопросы по лабораторной работе № 1.....	36
Рекомендуемый библиографический список.....	37

2. Современные измерительные приборы и их применение для исследования сигналов и схем	38
--	-----------

2.1. Общие сведения	38
2.1.1. Осциллографы	39
2.1.2. Мультиметры	41
2.1.3. Функциональные генераторы	41
2.2. Описание лабораторной работы № 2	42

Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 2	42
Задание для выполнения лабораторной работы.....	43
Требования к отчету.....	46
Вопросы по лабораторной работе № 2.....	47
Рекомендуемый библиографический список.....	47
3. Линейные цепи аналоговых электронных устройств	49
3.1. Общие сведения и расчетные формулы	49
3.2. Описание лабораторной работы № 3	57
Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 3	61
Задание для выполнения лабораторной работы.....	63
Требования к отчету.....	66
Вопросы по лабораторной работе № 3.....	67
Рекомендуемый библиографический список.....	68
4. Стабилизация режима биполярного транзистора в усилительном каскаде.....	69
4.1. Общие сведения и расчетные формулы	69
4.1.1. Причины неустойчивости исходной рабочей точки усилительного элемента и цели стабилизации.....	69
4.1.2. Источники неустойчивости исходной рабочей точки биполярного транзистора и учет их вклада в суммарную неустойчивость рабочего тока коллектора.....	70
4.1.3. Типовые схемы смещения и стабилизации и их расчет	73
4.2. Описание лабораторного стенда, схем и оборудования работы № 4	77
Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 4	79
Задание для выполнения лабораторной работы.....	81
Требования к отчету.....	85
Вопросы по лабораторной работе № 4.....	86

5. Однокаскадный усилитель на биполярном транзисторе	87
5.1. Общие сведения	87
5.1.1. Особенности каскадов предварительного усиления	87
5.1.2. Полная малосигнальная эквивалентная схема замещения биполярного транзистора и ее параметры.....	88
5.1.3. Характеристики каскада ОЭ. Эквивалентные схемы замещения	92
5.1.4. Высокочастотная коррекция каскада ОЭ	96
5.1.5. Местная последовательная отрицательная ОС по току в каскаде	99
5.1.6. Каскадирование усилительных каскадов ОЭ	100
5.2. Описание лабораторной работы № 5 и подготовка лабораторного стенда.....	100
Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 5	104
Задание для выполнения лабораторной работы.....	105
Требования к отчету.....	108
Вопросы по лабораторной работе № 5.....	109
Рекомендуемый библиографический список.....	109
 6. Усилительные схемы на основе интегральных операционных усилителей.....	 111
6.1. Общие сведения и расчетные формулы	111
6.1.1. Основные параметры операционного усилителя	113
6.1.2. Применение операционного усилителя	115
6.2. Описание лабораторной работы № 6 и подготовка лабораторного стенда и оборудования	120
Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 6	124
Задание для выполнения лабораторной работы.....	125
Требования к отчету.....	127
Вопросы по лабораторной работе № 6.....	128
Рекомендуемый библиографический список.....	128

7. Электронные схемы на основе операционных усилителей с частотно-зависимыми обратными связями	130
7.1. Общие сведения и расчетные формулы	130
7.1.1. Интеграторы на ОУ. Простейшие схемы и основные свойства интеграторов	130
7.1.2. Дифференциаторы на ОУ. Простейшие схемы и основные свойства дифференциаторов	134
7.1.3. Активные RC-фильтры второго порядка на усилителе с конечным K	137
7.2. Описание лабораторной работы № 7 и подготовка лабораторного стенда.....	139
Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 7	146
Задание для выполнения лабораторной работы.....	147
Требования к отчету.....	150
Вопросы по лабораторной работе № 7.....	150
Рекомендуемый библиографический список.....	151
 8. Активные RC-фильтры на основе операционных усилителей	152
8.1. Краткие теоретические пояснения.....	152
8.2. Проектирование фильтров в программе MicroCAP ...	166
Задание для самостоятельной подготовки к лабораторной работе № 8	169
8.3. Порядок выполнения лабораторной работы № 8	170
Содержание отчета.....	175
Вопросы по лабораторной работе № 8.....	175
Рекомендуемый библиографический список.....	176
 Приложение 1. Характеристики КТ3102	177
Приложение 2. Широкополосный быстродействующий операционный усилитель с полевыми транзисторами на входе К544УД2Б	180
Приложение 3. 2С170А, КС170А.....	185

Учебное издание

Школа Николай Федорович

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ

Редактор И. В. Меркурьева
Верстка О. П. Игнатьевой

Подписано в печать 22.09.2020. Формат 70х100/16.
Бумага офсетная. Цифровая печать. Усл. печ. л. 15,5.
Уч.-изд. л. 9,81. Тираж 100 экз. Заказ 152

Издательство Уральского университета
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ
620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5
Тел.: +7 (343) 375-48-25, 375-46-85, 374-19-41
E-mail: rio@urfu.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ
620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4
Тел.: +7 (343) 358-93-06, 350-58-20, 350-90-13
Факс: +7 (343) 358-93-06
<http://print.urfu.ru>

